

Nouveaux mécanismes de commutation pour des structures dédiées aux convertisseurs de puissance de haute efficacité et interrupteurs du futur

THÈSE N° 4307 (2009)

PRÉSENTÉE LE 13 FÉVRIER 2009

À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR
LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
PROGRAMME DOCTORAL EN ENERGIE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Daniel SIEMASZKO

acceptée sur proposition du jury:

Prof. J.-J. Simond, président du jury
Prof. A. Rufer, directeur de thèse
Prof. M. Kayal, rapporteur
Prof. Ph. Lataire, rapporteur
Dr F. Richardeau, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Suisse
2009

Résumé

De nos jours, la raréfaction des sources d'énergie bon marché nécessite un effort particulier dans l'optimisation du rendement de toutes les conversions mises en jeu. Le vecteur d'énergie électrique en particulier est appelé à prendre toujours plus d'importance, en liaison avec l'insertion de sources renouvelables. La recherche dans le domaine de l'électronique de puissance considère plusieurs aspects, notamment la topologie des convertisseurs, la stratégie de commande ainsi que la structure et les performances des interrupteurs.

Ce travail porte sur la commande du composant de puissance et l'étude de structures de convertisseurs de puissance dédiées. Un des buts est l'utilisation d'interrupteurs actifs en remplacement d'éléments à comportements spontanés présentant des phénomènes dissipatifs afin de tenter de réduire les pertes en conduction et en commutation. En effet, plusieurs résultats de recherche présentent des interrupteurs bidirectionnels monolithiques adoptant de nouvelles structures et promettent des composants de haute efficacité pour un futur proche. Par contre, l'apparition d'éléments aux propriétés de commutation spontanée inexistantes amènent à une redéfinition des mécanismes de commutation afin de permettre le remplacement de la fonction de diode. Un aspect de ce travail est l'investigation d'une commande rapprochée utilisant des circuits de détection de passages par zéro des grandeurs mesurées aux bornes d'interrupteurs bidirectionnels. Une représentation tension-courant pour l'exploitation de résultats expérimentaux est proposée afin de permettre la comparai-

son avec les comportements prévus théoriquement. Les performances en commutation de plusieurs types de composant différenciés par leur matériau et leur structure interne sont comparées.

Le concept de la commutation automatique a été introduit récemment pour décrire des mécanismes basés sur la détection de situations non conformes dans la cellule de commutation, à savoir le court-circuit d'une source de tension et l'ouverture d'une source de courant. La proposition de l'application d'une nouvelle stratégie de commande permet de combler l'absence d'extinction spontanée. Là où les sources d'une cellule de commutation classique se trouvent dans un état d'échange d'énergie ou d'isolement, un troisième état apparaît où les grandeurs de source se trouvent dans une situation de non-conformité. La question de l'utilisation d'éléments passifs devient primordiale afin de permettre une limitation dans la variation des grandeurs, théoriquement infinie. Une commande rapprochée intelligente permettant la commutation d'un interrupteur bidirectionnel sur la base des mesures des grandeurs à ses bornes a été conçue et implémentée. Une diode automatique dont les fonctions de commutations spontanées ont été synthétisées a été étudiée et expérimentée pour la validation des modèles de mécanismes incluant les circuits passifs.

L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet l'extension de topologies de convertisseurs classiques vers de nouveaux modes de fonctionnement. Ce travail présente la modification d'une topologie de convertisseur de courant, traditionnellement implémentée avec des thyristors, pour permettre la compensation de la puissance réactive normalement générée. L'extinction spontanée des thyristors est remplacée par une extinction commandée qui devient indépendante du sens des grandeurs de source. Par contre, l'ouverture forcée de la voie de courant dans les inductances de ligne des sources de tension nécessite l'absorption de l'énergie inductive dans un filtre d'entrée dont l'étude est proposée dans ce travail.

Mots-Clés : Interrupteurs Bidirectionnels Monolithiques, Commutation Automatique, Détection de Changements de Polarités, Commande Rapprochée, Gestion des Court-Circuits, Gestions des Circuits Ouverts, Filtres d'Entrée, Convertisseurs de Courant, Compensation de Puissance Réactive.

Abstract

Nowadays, the scarcity of cheap energy sources requires a particular effort in optimizing the performance of all conversions. The electric power vector is particularly expected to grow in importance, in conjunction with the development of renewable energy sources. Research in the field of power electronics considers several aspects, including conversion topologies, command strategy as well as the structure and performance of power switches.

This work focusses on the power component and the study of dedicated power converting structures. One goal is the use of active switches to replace elements with spontaneous behaviors presenting dissipative phenomena, in order to attempt to reduce switching and conduction losses. Indeed, several works introduce bidirectional monolithic switches adopting new structures, and predict high efficiency components in the near future. On the other hand, the emergence of components without spontaneous properties leads to a redefinition of switching mechanisms in power converters in order to enable the replacement of diodes by active devices. One aspect of this work is the investigation of a close control system including the detection of zero-crossings based on the measurement of both voltage and current in bidirectional switches. A voltage-current representation for the exploitation of experimental results is provided in order to allow for comparison with theoretical behaviors. Several material and internal structure types of components are compared in terms of switching performances.

The concept of automatic switching was recently introduced to describe mechanisms based on the detection of non-compliant situations in the switching cell, namely the short-circuit of a voltage source and the opening of a current source. The proposal of applying a new control strategy allows to compensate for the absence of spontaneous extinction. Where sources of a classic switching cell are in a situation of energy exchange or isolation, a third state appears in which source values (converter input/output currents and voltages) are subject to fast changes. The use of passive elements becomes compulsory in order to allow a limitation in the theoretical infinite variations of source values. An intelligent close control system allowing a bidirectional component to switch its state on the basis of measurements of both current and voltage was designed and implemented. An automatic diode with synthesized spontaneous switching functions was studied and experimented for the validation of the proposed self-switching mechanisms model including passive circuits.

The use of bidirectional switches allows the extension of conventional converter topologies to new modes of operation. This work presents the modification of a current converter topology traditionally implemented with thyristors, to allow for compensation of reactive power. The spontaneous extinction of thyristors is replaced by a controlled extinction which becomes independent of the polarity of source values. However, the forced opening of the input line inductors current path requires to be absorbed by an input filter whose study is proposed in this work.

Keywords : Monolithic Bidirectional Switches, Automatic Switching, Polarity Change Detection, Close Control, Short-Circuit Management, Open Circuit Management, Input Filters, Current Converters, Reactive Power Compensation.

Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu le Prof. Alfred Rufer pour ses idées ainsi que son soutien inconditionnel tout au long de ce travail. Merci également aux membres du jury, à savoir le Dr. Frédéric Richardeau, le Prof. Philippe Lataire, le Prof. Maher Kayal ainsi que le Prof. Jean-Jacques Simond pour avoir accepté de lire mon travail et assister à ma défense. Leurs remarques m'ont énormément apporté dans l'écriture finale de cette thèse.

Je tiens à remercier toute l'équipe du LEI (Laboratoire d'Électronique Industrielle) en plus particulier le Dr. Philippe Barrade pour son soutien notamment lors de la relecture du manuscrit. Merci à Ives Birbaum pour son aide technique précieuse au niveau des montages expérimentaux. Merci à tous les autres collaborateurs pour leur bonne humeur et surtout pour avoir assisté à mes exercices de présentation.

Je tiens à remercier le Dr. Marc Nicollerat et le Dr. Sébastien Mariethoz pour les développements effectués sur leur carte de commande SHARC. Merci d'en avoir mis une à disposition sans laquelle je n'aurais jamais atteint les résultats expérimentaux nécessaires aux conclusions de ce travail. Merci également au Prof. Jun-Ichi Itoh pour m'avoir mis en relation avec Fuji Electronic Device Technology Co.,Ltd. et m'avoir obtenu un échantillon de matrice RB-IGBT.

Je tiens également à remercier les étudiants que j'ai encadrés dans des projets liés directement à cette thèse. Merci à Nicolas Varone, à Raphael Simon-Vermot et à Gabriel Goumaz pour leur contribution non négligeable.

Un grand merci aux deux relecteurs du manuscrit, à savoir Fabrice Bodmer et Michel Speiser, qui ont acceptés de débusquer les dernières fautes d'orthographe. Leur travail consciencieux a permis d'ajouter un niveau de pertinence à ce travail.

Je tiens finalement à remercier ma famille, en particulier mes parents pour leurs encouragements, mon amie Suzy Lee et tous mes amis pour leur soutien.

Ce travail de recherche a été financé par le FNS (Fonds National Suisse).

Table des matières

Résumé	I
Abstract	IV
1 Introduction	1
1.1 Enjeux dans la synthèse de la fonction de diode	2
1.1.1 Vers le remplacement des diodes	3
1.1.2 Gestion automatique des commutations	4
1.2 Interrupteurs monolithiques	5
1.2.1 Structure de la diode	6
1.2.2 Le thyristor et le GTO	7
1.2.3 Le transistor MOSFET	8
1.2.4 Le MBS	9
1.2.5 Le transistor IGBT à tension de blocage inverse	11
1.2.6 Le transistor IGBT à courant inverse	12
1.3 Perspectives sur les semiconducteurs	13
1.3.1 Matériaux semiconducteurs	13
1.3.2 Nouveaux substrats pour les interrupteurs . . .	15
1.3.3 Commande par photoconduction	16
1.4 Structure du document	17
2 La commutation automatique	19
2.1 Commutations classiques	20
2.1.1 Définition	20

2.1.2	Interrupteurs à commutations spontanées . . .	23
2.1.3	Interrupteurs à commutations commandées . .	26
2.1.4	Mécanismes de commutations spontanées . . .	27
2.2	Principes de la commutation automatique	29
2.2.1	Commande basée sur la mesure des grandeurs .	29
2.2.2	Cellule de commutation automatique	30
2.2.3	Mécanismes de commutation	33
2.3	Synthèse d'interrupteurs	39
2.3.1	Interrupteurs de type diode	39
2.3.2	Interrupteurs de type thyristor	41
2.3.3	Interrupteurs commandés à deux quadrants . .	42
2.4	Résumé	45
3	L'interrupteur bidirectionnel automatique	47
3.1	Modèles de mécanismes pour la commutation	48
3.1.1	Commutations synchrones dans la cellule . . .	49
3.1.2	Commutations automatisées dans la cellule . .	51
3.2	Synthèse de l'interrupteur bidirectionnel automatique	54
3.2.1	Composition de l'interrupteur bidirectionnel . .	54
3.2.2	Mécanismes de commutations	57
3.2.3	Commande rapprochée	61
3.3	Réalisation	66
3.3.1	Implémentation	66
3.3.2	Comportement des grandeurs	70
3.3.3	Réponse de la carte de détection	78
3.4	Résumé	80
4	Méthodes de commande et commutations	83
4.1	Fonctions de la diode automatique	84
4.1.1	Convertisseur en demi-pont redresseur	84
4.1.2	Élément de voie de roue libre	90
4.1.3	Synthèse des résultats expérimentaux	101
4.2	Synthèse d'interrupteur à commutations spontanées .	102
4.2.1	Roue libre bidirectionnelle	103
4.2.2	Thyristor automatique	107
4.2.3	Conversion de type matricielle	113

4.3	Résumé	119
5	Convertisseur de courant à RB-IGBT	121
5.1	Compensation de puissance réactive	122
5.1.1	Description du montage	123
5.1.2	Comportement des grandeurs	123
5.1.3	Loi de commande	125
5.2	Paramètres et implémentation	127
5.2.1	Structure du convertisseur	127
5.2.2	Commande du convertisseur	129
5.2.3	Modulation	130
5.3	Résultats expérimentaux	137
5.3.1	Comportements des filtres	137
5.3.2	Analyse des puissances dissipées	149
5.3.3	Commutations dans les interrupteurs	153
5.4	Résumé	159
6	Conclusions	161
6.1	Commande automatique du futur	162
6.2	Connexion de sources de même nature	163
6.3	Modèle de snubber et éléments passifs	165
6.4	Perspectives dans la conversion de courant	166
6.5	Publications	167
A	Modèles pour la commutation automatisée	169
A.1	Modèle du convertisseur buck et éléments passifs . . .	169
A.2	Modèle analytique pour la commutation synchrone . .	171
A.3	Modèle analytique pour la fermeture automatique . . .	176
A.4	Modèle analytique pour l'ouverture automatique . . .	178
B	Réalisation de l'interrupteur automatique	184
B.1	Composition détaillée de l'interrupteur	184
B.1.1	Approche par la conduction inverse du MOSFET	184
B.1.2	Mise en parallèle d'une diode à substrat SiC . .	186
B.1.3	Circuit d'aide à la commutation	187
B.2	Détail de la commande automatique	188

B.2.1	Mesure et traitement des grandeurs	188
B.2.2	Implémentation des processeurs	192
C	Convertisseur de courant	196
C.1	Convertisseur classique	196
C.1.1	Description du convertisseur	196
C.1.2	Effet inductif sur la commutation	199
C.1.3	Valeur de l'empiétement et loi de commande	200
C.2	Angle d'allumage négatif	204
C.2.1	Fonctionnement avec extinctions spontanées	205
C.2.2	Commande synchrone	210
D	Dimensionnement des filtres d'entrée	213
D.1	Dimensionnement du filtre RC	213
D.1.1	Phénomènes transitoires	214
D.1.2	Calculs des pertes	220
D.1.3	Puissance réactive consommée en entrée	221
D.2	Dimensionnement du filtre RLC	222
D.2.1	Filtrage dans la conversion matricielle	222
D.2.2	Commande basse fréquence	224
D.2.3	Commande à pulsation	225
D.2.4	Commande mixte à pulsation	228
	Liste des figures	228
	Liste des tables	239
	Bibliographie	240
	Curriculum Vitae	248

Chapitre 1

Introduction

Ce travail pose le postulat de l'apparition prochaine de dispositifs d'électronique de puissance de haute efficacité présentant des fonctionnements spécifiques tels que l'absence de sens privilégié de conduction du courant ou l'absence d'extinction spontanée. De telles propriétés amènent à redéfinir les principes élémentaires de la commutation dans les circuits de conversion réels, et à étudier le comportement de dispositifs atypiques. La fonction de diode présente un comportement naturel indispensable dans la conversion de puissance. Son remplacement par des éléments commandables nécessite la synthèse de comportements spontanés par une commande automatisée sur la base de la mesure des grandeurs de puissance aux bornes de l'interrupteur.

Diode de puissance : Composant d'électronique de puissance au comportement spontané utilisé pour ses commutations naturelles et son fonctionnement autonome.

Interrupteur bidirectionnel : Composant d'électronique de puissance présentant des propriétés en conduction de courant et en tenue de tension indépendantes de la polarité.

Commutation automatique : Changement d'état d'un interrupteur actif par une commande rapprochée afin de lui permettre d'adopter un comportement autonome synthétisé en fonction des grandeurs mesurées à ses bornes.

1.1 Enjeux dans la synthèse de la fonction de diode

Dans le domaine de l'électronique de puissance, divers circuits classiques sont apparus au fil des années, en relation avec l'apparition de nouveaux composants. Ainsi, des circuits élémentaires tels que les montages en étoile et les montages en pont ont vu leurs propriétés évoluer de façon significative à partir du moment où l'on a pu remplacer des diodes, éléments non commandables, par des thyristors, éléments commandables à la fermeture. Cette évolution a principalement été perçue au niveau des applications de par l'apparition de redresseurs commandés. A ce stade de l'évolution de la technologie, des convertisseurs continu-continu et des convertisseurs continu-alternatif ont également vu le jour, grâce à l'invention du principe de la commutation forcée, qui met en jeu des composants actifs commandables à la fermeture et des éléments passifs réactifs en mode résonant.

Un peu plus récemment, les vraies techniques de commutation active, à savoir l'utilisation des possibilités d'enclenchement et de déclenchement d'un même élément, ont conduit aux développements bien connus des redresseurs actifs, onduleurs et variateurs à pulsations. Les éléments principaux qui ont amené à ces développements peuvent être cités par leur ordre d'apparition chronologique, à savoir, les transistors bipolaires de commutation et les thyristors ouvrables par leur gâchette GTO (Gate-Turn-Off). Les variantes actuelles de ces éléments se résument par les MOSFETs, les transistors IGBT et les thyristors IGCT.

De nos jours et dans un futur proche, les topologies de convertisseurs de courant classiques sont adaptés pour des fonctionnements bidirectionnels de type cycloconvertisseur. Les éléments actifs ou semi-

spontanés tels que les thyristors sont remplacés par des interrupteurs bidirectionnels en tenue de tension et en sens privilégié du courant de conduction. La conversion matricielle présente des topologies à grand nombre d'éléments actifs pour de nouvelles fonctions de convertisseur de courant à pulsations. De nombreux travaux présentent des convertisseurs variés issus des principes matriciels de 1993 [1] à nos jours [2].

Les fonctions spontanées des diodes sont toujours dominantes dans les mécanismes de commutation des convertisseurs décrits. Par contre, il se peut qu'il apparaisse, dans un futur plus ou moins proche, des dispositifs de type nouveau, ne possédant pas les propriétés de commutation spontanée. De récents travaux font l'état de recherche sur les dispositifs bidirectionnels sur substrat en diamant par [3] et [4] ou encore sur les dispositifs commandés par photoconduction cité dans [5] ou encore [6]. Un comportement d'extinction à courant nul ou d'enclenchement à tension nulle doit alors être synthétisé de manière à faire partie intégrante du processus de commutation.

Dans ce travail, un regard particulier est porté sur la commande d'interrupteurs bidirectionnels dans l'attente de la venue de composants sans direction de conduction privilégiée. Une commande automatisée de ces interrupteurs bidirectionnels sur la détection des passages par zéro des grandeurs permet la synthèse de comportements spontanés afin de remplacer les composants d'aujourd'hui.

1.1.1 Vers le remplacement des diodes

Les commutations naturelles intervenant dans la diode ne nécessitent aucune commande et sa structure interne permet un procédé de fabrication simple. Par contre, les performances en conduction et plus particulièrement en commutation d'une diode de puissance sont mitigées. En effet, les phénomènes de reconversion des charges dus à la nature même du semiconducteur provoquent des pertes d'autant plus grandes que la dynamique de commutation est rapide.

Une approche adoptée pour combler les déficiences des diodes de puissance est le remplacement de l'élément par un interrupteur qui

épouse le même fonctionnement. Si un interrupteur est plus performant quand à ses pertes en conduction et en commutation, celui-ci peut, par une commande appropriée, fonctionner de la même manière qu'une diode. La commande devient le point central pour l'optimisation de l'efficacité de la conversion de puissance et celle-ci peut aussi devenir indépendante d'un quelconque modulateur externe.

Commande synchrone

Au milieu des années 90, une première approche pour limiter les pertes en conduction des diodes intrinsèques des transistors MOS présente le principe du redresseur synchrone (*Synchronous Rectification*) [7]. En polarisation inverse, le courant de diode est redirigé dans le canal du transistor par l'activation de la grille. D'après l'auteur, les pertes en conduction sont réduites d'un tiers par la mise en conduction de la résistance interne de l'interrupteur MOS en lieu et place de sa diode interne. Cette approche apporte une solution permettant de réduire les effets dissipatifs de la diode intrinsèque au transistor.

Emulation de la fonction de diode

Un premier modèle de synthèse de fonction de diode a été proposé et implémenté au début des années 90 [8]. Un circuit de commande rapprochée composé d'éléments comparateurs et logiques à été proposé pour l'émulation du comportement de la diode dans un interrupteur bidirectionnel composé de deux transistors MOS en anti-série. L'auteur mentionne entre autres la possibilité d'étendre le principe proposé pour la synthèse de fonctions de thyristors et autres composants. Un circuit expérimental fonctionnant à basse puissance montrait des limitations en vitesse de réaction d'un tel dispositif, rendant les transitions rapides impossibles.

1.1.2 Gestion automatique des commutations

Le principe de la commutation automatique a été introduit dernièrement [9]. Celui-ci propose de nouveaux mécanismes de commutation

basés sur les éléments de protection d'un interrupteur de puissance. L'excursion des grandeurs mesurées aux bornes de l'interrupteur en réponse à une situation dangereuse amenée artificiellement est détectée par le dépassement d'un seuil. La commande rapprochée est constituée d'un système de mesures des grandeurs et de la détection d'une situation telle où la commutation est la seule issue. Un interrupteur à la fonction d'auto-disjonction a été implémenté et son étude a fait l'objet d'une thèse [10]. Ce principe prometteur fait aujourd'hui l'objet d'une étude de l'intégration des fonctions de commutations automatisées au plus près de l'interrupteur [11].

Ce travail propose d'étendre ces principes afin d'ajouter la détection de changements de polarité des grandeurs dans les mécanismes de commutations automatiques. Dans le contexte bien précis de l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels sans les propriétés de la commutation spontanée, une commande rapprochée faisant la détection des passages par zéro des grandeurs est implémentée au plus près de l'interrupteur actif.

1.2 Interrupteurs monolithiques

La composition d'interrupteurs bidirectionnels inclut des éléments de type diode dans la grande majorité des cas. La valeur des éléments parasites inductifs et capacitifs augmente avec le nombre de composants utilisés affectant directement les performances de l'interrupteur lui-même. En plus de deux éléments actifs, deux diodes sont souvent nécessaires pour une tenue en tension bidirectionnelle et pour permettre deux voies de courant distinctes au sein même de l'interrupteur.

De nouveaux composants sont apparus dernièrement afin de permettre la composition d'interrupteurs bidirectionnels utilisant seulement deux éléments voire même un seul. Les éléments proposés aujourd'hui sont des variations de l'élément IGBT. Souvent implémentés avec une diode en série ou en parallèle, celle-ci est intégrée dans la structure même au niveau du semiconducteur. Les éléments de demain présenteront quand à eux de nouvelles structures et feront appel

1. INTRODUCTION

à de nouveaux matériaux.

1.2.1 Structure de la diode

La structure de la diode peut être représentée comme la simple jonction entre une zone de semiconducteur dopée N (excès de charge) avec une zone dopée P (excès de trous) [12]. Les électrons en excès vont naturellement se déplacer vers la zone en excès de trous par un phénomène de diffusion. Le déséquilibre des charges entre ces deux zones crée un champ électrique entre la zone N et la zone P, qui comme illustré par la figure 1.1, impose une force contraire au mouvement des électrons libres. Une zone d'équilibre apparaît entre les deux matériaux. L'application d'un champ électrique externe, par l'application d'un potentiel, polarise la jonction PN et décide de la dynamique des porteurs de charge dans le semiconducteur. De manière simplifiée, un potentiel négatif renforce l'équilibre des forces appliquées sur les charges libres, bloquant le passage du courant jusqu'à une tension d'avalanche. Un potentiel positif par contre, passé un certain seuil, crée un flux de courant entre la zone P (l'anode) et la zone N (la cathode).

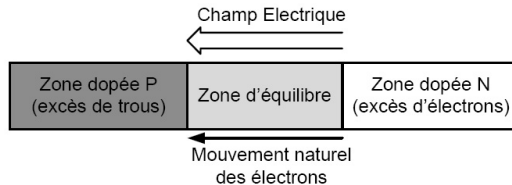


FIG. 1.1 – Structure simplifiée de la jonction PN

La diode conventionnelle ou la diode PIN illustrée par la figure 1.2 possède une structure légèrement différente de la jonction PN. Une zone intrinsèque I ou dopée faiblement N- est ajouté entre la zone dopée fortement P+ et une zone N+. Entre ces deux zones, les charges peuvent se répartir uniformément pour permettre l'application d'un

champs électrique ou d'une tension de blocage plus élevés. Afin d'améliorer les performances de la diode, des efforts sont fournis pour optimiser leur structure interne au niveau du matériau ainsi que du dopage. Ainsi plusieurs types de diode ont vu le jour, notamment la diode Schottky qui, plus dynamique et moins dissipative en commutation, convient aux modes de conversion pulsés. Sa structure consiste en des îlots de contact dopés très fortement dans la zone intrinsèque, afin de permettre une jonction directe entre la zone intrinsèque et le métal de contact.

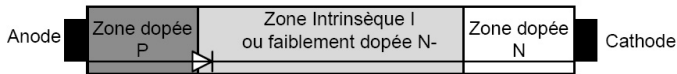


FIG. 1.2 – Structure interne de la diode PIN

1.2.2 Le thyristor et le GTO

Le thyristor est une structure PNPN qui fonctionne sur la base de l'injection de porteurs. Sa structure présentée à la figure 1.3 peut se ramener à un transistor bipolaire PNP dont l'émetteur est connecté à la grille d'un transistor bipolaire NPN. L'émetteur de celui-ci est lui-même connecté à la base du premier transistor PNP. Lorsque la tension collecteur-émetteur est positive, l'injection de charges dans la base provoque un phénomène de contre-réaction amplifiant les deux courants de base amenant les transistors à saturation. Le fonctionnement du thyristor devient celui d'une diode enclenchée dont le blocage passe par l'annulation naturelle du courant par l'application d'une tension négative.

La structure du GTO (*Gate Turn-Off thyristor*) est très semblable à celle du thyristor à la différence que son blocage à tension positive est possible. L'application d'une tension négative à la base du GTO permet le retrait de porteurs afin d'inverser le processus de saturation pour amener l'élément à un état bloqué. Le développement d'un tel

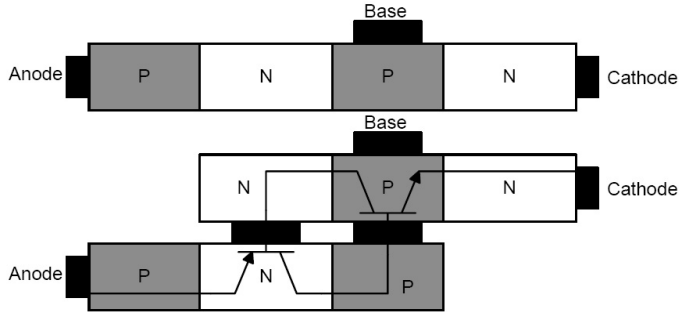


FIG. 1.3 – Structure interne du thyristor

dispositif a constitué un premier pas vers la commande pulsée de convertisseurs de très hautes puissances.

Une structure bidirectionnelle appelée *Thyristor Dual* a été récemment présentée [13]. Il s'agit d'un élément dont l'enclenchement est réalisé par une commande externe indépendamment du sens de la tension de blocage. Bien que les deux composants soient intégrés monolithiquement, l'élément est soumis à un processus d'extinction naturelle à chaque passage par zéro du courant.

1.2.3 Le transistor MOSFET

Un élément monolithique sur deux quadrants bien connu est le transistor MOSFET. Il s'agit d'une structure NPN (ou PNP pour sa version duale) contenant une jonction PN parasite. L'application d'un champ électrique au niveau de la grille isolée du composant par un potentiel permet d'ouvrir un canal de conduction entre le drain et la source lorsque l'élément est en polarisation directe, à savoir lorsque une tension positive est appliquée entre le drain et la source. Le FET (pour *Field Effect Transistor*) est appelé ainsi en opposition avec les transistors bipolaires qui nécessitent l'injection de porteurs par la base de l'élément. Lorsqu'aucune tension n'est appliquée à la grille,

la jonction PN bloque naturellement la tension appliquée en polarisation directe. Sur l'application d'une tension inverse, la jonction PN fonctionne comme une diode et l'élément conduit un courant inverse.

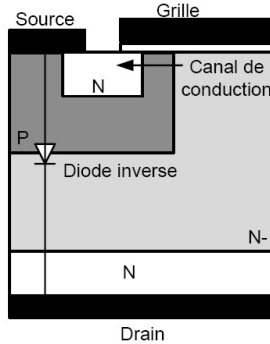


FIG. 1.4 – Structure interne du MOSFET vertical

D'après [12], pour obtenir un composant de puissance, la structure verticale illustrée par la figure 1.4 est adoptée pour permettre une meilleure optimisation de la surface du semiconducteur. De plus, les transistors MOSFET sont optimisés de manière à ce que la diode en inverse soit une diode utilisable et performante dans les applications de puissance. Un design spécifique est nécessaire pour une gestion optimale de la distribution du plasma dans le composant en polarisation inverse. Par contre, une telle optimisation implique une plus grande résistance de conduction de l'élément.

1.2.4 Le MBS

Récemment, en 2000, des recherches ont abouti à la conception d'un nouveau type de composant MOSFET appelé MBS pour *Monolithic bidirectional Switch*[14][15]. Il s'agit de composants capables de faire circuler un courant dans les deux sens de conduction et de tenir des tensions de blocage dans les deux sens.

1. INTRODUCTION

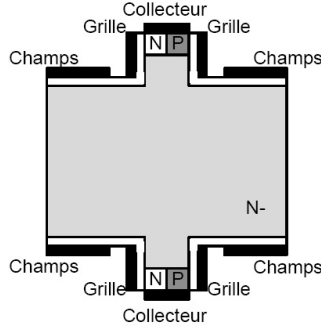


FIG. 1.5 – Structure interne du MBS (Monolithic Bidirectional Switch)

Le principe, illustré par la figure 1.5, réside en une grande zone intrinsèque I, ou faiblement dopée, entourée de fines régions en surface fortement dopées au niveau des collecteurs [16]. Deux grilles commandent l'interrupteur par l'application d'un champ électrique créant un canal entre les deux bornes. A travers la zone intrinsèque, la distribution du champ électrique peut être contrôlée par des grilles supplémentaires sur les côtés. Ainsi, les phénomènes transitoires et la gestion des porteurs seraient contrôlables par le fait que les zones de recombinaison des charges sont soigneusement évitées.

Les propriétés en blocage et en conduction attendues de ce genre de composants pourraient dépasser celles atteintes par les composants actuels. Plusieurs réalisations récentes montrent des spécificités en conduction et en blocage similaires à celles atteintes par les nouvelles générations de diode Schottky à substrat SiC [17][18].

1.2.5 Le transistor IGBT à tension de blocage inverse

La structure du transistor IGBT conventionnel est représentée par la figure 1.6a. Il s'agit d'une structure bipolaire commandée à la fermeture et à l'ouverture par une grille isolée de type FET [12]. Les performances de ce composant en tenue de tension et surtout en courant de conduction en font un élément de plus en plus attrayant par rapport au MOSFET, au GTO et au GCT. L'injection de porteurs dans la base du transistor PNP bipolaire est réalisée par l'ouverture d'un canal de conduction dans la structure associée au MOSFET. La présence d'un transistor NPN parasite dans la structure n'est pas évitable. Celle-ci se trouve par rapport au PNP bipolaire de manière à former un thyristor parasite.

Lorsque le canal du MOSFET est ouvert, une jonction PN parasite permet déjà le blocage de la tension, mais ses performances nécessitent une optimisation particulière de sa structure. Récemment, trois constructeurs, à savoir *IXYS*, *FUJI* et *INFINEON*, proposent le développement d'IGBTs à tenue de tensions réversibles afin d'inclure la fonction de la diode série dans la structure même de l'IGBT. Cette structure, illustrée par la figure 1.6b propose l'agrandissement de la zone intrinsèque et une isolation accrue par la zone dopée P du collecteur [19][20][21].

L'association de deux RB-IGBTs (*Reverse Blocking IGBT*) en anti-parallèle permet la réalisation d'un interrupteur bidirectionnel prometteur de par le nombre réduit d'éléments le composant. Par contre, une première réalisation a été présentée en 2001 avec des performances mitigées montrant les difficultés d'optimisation de la gestion des porteurs [22]. A la suite de ces résultats, un développement a proposé la réalisation d'un élément de convertisseur matriciel montrant une efficacité accrue dans la conversion malgré un courant de fuite important [23]. Depuis, de nombreux travaux proposent la réalisation de convertisseurs matriciels de haute efficacité utilisant des modules à éléments IGBT-diode série monolithiques [24][25].

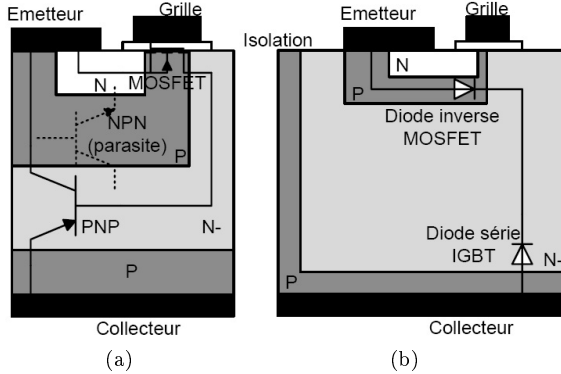


FIG. 1.6 – Structure interne de l’IGBT (a) et du RB-IGBT (b)

1.2.6 Le transistor IGBT à courant de conduction inverse

Un autre type de composant IGBT est apparu laissant une voie bidirectionnelle pour le courant. Il s’agit d’une structure monolithique où une diode est ajoutée en anti-parallèle à l’IGBT de base. La figure 1.7 illustre cette structure où une zone N est ajoutée à côté de l’isolant P pour faire apparaître une jonction PN entre l’émetteur et le collecteur. Une première publication de recherches menées par *INFINEON* fait état d’un élément appelé *LightMOS* [26]. Peu de temps après, le terme de RC-IGBT fut introduit par une équipe de recherche de *MITSUBISHI ELECTRIC* [27].

La production d’éléments RC-IGBTs est prévue par les grands constructeurs, à savoir entre autres *INFINEON* [28], *ABB* [29] ou encore *FUJI*. Les performances en conduction et en blocage attendues de ces composants permettent d’envisager le remplacement des éléments IGBT-diode parallèle dans la conversion de puissance.

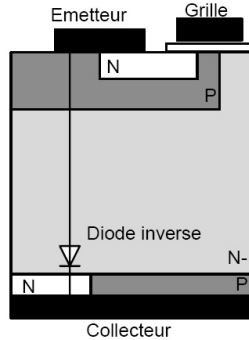


FIG. 1.7 – Structure interne du RC-IGBT

1.3 Perspectives sur les semiconducteurs

Parallèlement à la structure du semiconducteur, le silicium (Si) tendra bientôt à être remplacé dans la fabrication de composants de haute efficacité. Bien que ce matériau soit stable sur une large gamme de températures et relativement bon marché, sa faible bande de gap et son faible champ de claquage par rapport à d'autres matériaux semiconducteurs limitent son utilisation dans les composants de puissance [30]. Des recherches récentes ont abouti à des composants de puissance à substrats en matériaux semiconducteurs différents du silicium. Il apparaît de nouvelles possibilités de structures permettant notamment la bidirectionnalité de la voie de courant et la tenue de très hautes tensions. De plus, il semblerait qu'une commande à complète isolation galvanique soit possible par le principe de photoconduction, candidat préférentiel pour la commande d'interrupteurs bidirectionnels monolithiques à très haute tension de blocage.

1.3.1 Matériaux semiconducteurs

Les candidats aux matériaux semiconducteurs pour la fabrication d'interrupteurs actifs sont mis en évidence sur le tableau périodique

1. INTRODUCTION

des éléments illustré par la figure 1.8. Deux types de matériau sont étudiés. En premier lieu, les éléments issus de la colonne IV sont tous de potentiels candidats. En second lieu, les éléments issus des colonnes adjacentes III et V peuvent aussi constituer des matériaux candidats par l'association de deux éléments pris dans chacune des colonnes.

Candidats matériaux
semiconducteurs

Type : III IV V

										18 VIA									
										2 4.0026									
										He									
										10 20.180									
										Ne									
										18 39.948									
										Ar									
										36 83.80									
										Kr									
										86 (222)									
										Rn									
										84 (209)									
										Po									
										85 (210)									
										At									
										83 208.98									
										Bi									
										82 207.2									
										Pb									
										81 204.38									
										Tl									
										80 200.59									
										Hg									
										79 196.97									
										Au									
										78 195.08									
										Pt									
										77 192.22									
										Ir									
										75 186.90									
										Rh									
										74 186.90									
										Pd									
										73 186.90									
										Ag									
										72 186.90									
										Cd									
										71 186.90									
										In									
										70 186.90									
										Sn									
										69 186.90									
										Sb									
										68 186.90									
										Te									
										67 186.90									
										Se									
										66 186.90									
										Br									
										65 186.90									
										Kr									
										64 186.90									
										Ge									
										63 186.90									
										Ga									
										62 186.90									
										Zn									
										61 186.90									
										Cu									
										60 186.90									
										Ni									
										59 186.90									
										Co									
										58 186.90									
										Fe									
										57 186.90									
										Mn									
										56 186.90									
										Cr									
										55 186.90									
										V									
										54 186.90									
										Ti									
										53 186.90									
										Sc									
										52 186.90									
										Ca									
										51 186.90									
										K									
										40 39.948									
										Ar									
										39 39.948									
										S									
										38 35.453									
										Cl									
										37 35.453									
										F									
										36 18.998									
										Ne									
										35 18.998									
										O									
										34 16.000									
										N									
										33 14.007									
										C									
										32 12.011									
										B									
										31 10.811									
										Li									
										3 4.0026									
										He									
										2 4.0026									
										H									
										1 1.00794									

FIG. 1.8 – Extrait de la table périodique des éléments

Aujourd'hui, le silicium (Si) est le matériau semi-conducteur de base pour la fabrication d'interrupteurs actifs. Le dopage de type P est fait avec du bore (B) qui possède un électron de moins que le silicium et le dopage de type N est fait avec du phosphore (P) qui en possède un de plus. Ceux-ci font partie respectivement des colonnes III et V alors que le silicium figure dans la colonne IV.

1.3.2 Nouveaux substrats pour les interrupteurs de puissance

L'analyse des propriétés faite sur différents matériaux semiconducteurs montre une relation directe entre la largeur de la bande interdite et les performances des composants de puissance [31]. En effet, cette propriété permet d'augmenter la tension de blocage aux bornes d'un interrupteur ainsi que leur domaine de fonctionnement.

De tous les matériaux semiconducteurs alternatifs, les substrats en carbure de silicium (SiC) semblent à ce jour les plus stables. En effet, des diodes Schottky de puissance à substrat en SiC sont disponibles sur le marché et des transistors MOS devraient bientôt voir le jour. Les performances de ces composants sont clairement plus élevées que les composants à substrats conventionnels, notamment au niveau du recouvrement des charges dans les diodes [32]. Pour le moment, le prix élevé de ces composants les empêche de s'imposer sur le marché, mais la qualité des interrupteurs proposés semblent justifier les coûts. Parallèlement, le nitrure de gallium (GaN) a fait l'objet de prototypes prometteurs dans la réalisation de diode Schottky [33].

Dans la filière des composants à substrat en nitrure de gallium, un interrupteur bidirectionnel monolithique à deux grilles de commande à été implémenté et testé à une tension nominale de 650V [34]. La structure de cet élément, représentée par la figure 1.9, consiste en une large zone intrinsèque où une injection de trous se fait autour de la grille pour ouvrir un canal de conduction. La bidirectionnalité de l'élément est obtenue par l'enclenchement des deux commandes alors qu'un fonctionnement unidirectionnel est permis par l'enclenchement d'une seule des deux commandes.

D'autre part, le diamant (C) possède des caractéristiques à considérer sur plusieurs niveaux d'applications. Ses propriétés permettent notamment des applications de haute puissance à haute fréquence et température, faisant du diamant un matériau semiconducteur de choix pour les composants de puissance du futur [35].

Bien que plusieurs dispositifs aient été récemment réalisés, les recherches ont encore du mal à aboutir en raison de difficultés technologiques [3]. Aussi, dans la direction de l'association de divers maté-

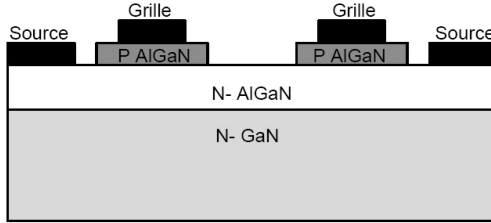


FIG. 1.9 – Structure interne du MBS à substrat en nitrure de gallium (GaN)

riaux, la déposition de diamant sur tout autre substrat permet d'améliorer les propriétés en conduction et en blocage des interrupteurs dans les applications de puissance [4]. Ainsi, des diodes aux performances accrues sont réalisées avec le diamant [36]. D'autre part, un élément de convertisseur matriciel utilisant des dépôts de diamant sur le substrat a été proposé et breveté par Alstom en 2003 [37].

1.3.3 Commande par photoconduction

Introduit à la fin des années 80, le principe de la photoconduction pour des applications de puissance promet des composants semiconducteurs possédant de meilleures performances par rapport aux composants conventionnels, notamment au niveau de la tension de blocage. Au niveau du semiconducteur, l'énergie nécessaire pour la création d'une paire d'électron-trou est définie par la différence d'énergie entre la bande de conduction et celle de valence, appelée le gap. Cette énergie peut être fournie par une source lumineuse ou un laser d'une fréquence telle que l'énergie correspondant soit de l'ordre du gap [38]. Suivant ce principe, un composant peut être commandé par une source de lumière, évitant les problèmes de charge de la capacité de grille et permettant une isolation galvanique efficace de la commande.

Un interrupteur commandé par le principe de photoconduction

possède des avantages non négligeables quand à la vitesse de commutation et la valeur réduite des éléments parasites. De plus, l'isolation galvanique de la commande permet une tenue en tension de blocage beaucoup plus grande que dans un interrupteur de puissance conventionnel [5]. Parmi les matériaux semiconducteurs adaptés à la photoconduction, le diamant semble promettre de hautes performances. En effet, la très large bande de gap dans le diamant permet d'augmenter la valeur maximale du champ électrique dans la zone intrinsèque du semiconducteur. Plusieurs travaux dans les années 90 montrent la réalisation d'un interrupteur en diamant à très haute valeur de tension de blocage commandé par photoconduction [39][40]. Plus récemment, un interrupteur à substrat en carbure de silicium commandé par photoconduction a été testé à une tension de blocage de 190V [41]. D'autres recherches sont allées encore dans la direction du substrat en arseniure de gallium (GaAs)[42].

Pour le moment, ces interrupteurs ne sont pas sortis des laboratoires de physiciens où ils ont été conçus. Aucun composant en substrat en diamant commandé par photoconduction n'existe sur le marché et beaucoup de problèmes doivent encore être résolus. Actuellement, l'énergie nécessaire à une injection de photons dans un substrat semiconducteur est telle qu'une application pulsée reste intéressante. Par contre, dans un futur proche, il se peut que les composants de puissance conventionnels d'aujourd'hui disparaissent peu à peu des domaines de la conversion de puissance de haute efficacité pour laisser la place à un tout nouveau type d'interrupteur bidirectionnel.

1.4 Structure du document

Le contenu de ce document est organisé en six chapitres. L'introduction présente le contexte dans lequel s'introduit ce travail et mentionne les nouveaux matériaux pour le remplacement du silicium dans les interrupteurs de puissance ainsi que les nouvelles structures monolithiques. Le chapitre 2 propose une généralisation théorique des principes de la commutation automatique par l'introduction de la dé-

1. INTRODUCTION

tection de changements de polarité des grandeurs. Le chapitre 3 présente une implémentation des principes décrits au chapitre précédent par la conception d'une commande rapprochée d'un interrupteur bidirectionnel. Un nouveau modèle de représentation des commutations tenant compte des éléments passifs du convertisseur est proposé. En ce sens, la nécessité d'un snubber capacitif et inductif est démontrée. La synthèse d'une diode automatique et sa réalisation sont présentées au chapitre 4. Les résultats expérimentaux sont discutés et ouvrent une porte à la synthèse de nouveaux interrupteurs automatiques. Un convertisseur de courant à compensation de puissance réactive est présenté au chapitre 5. Celui-ci est implémenté avec des éléments IGBTs à tenue de tensions inverses pour plusieurs types de modulation. Une comparaison expérimentale des commutations entre un élément monolithique et un interrupteur composé est proposée, notamment pour mettre en valeur les phénomènes de recouvrement des charges. Finalement, une conclusion présente une synthèse des résultats et discute des perspectives futures ouvertes par ce travail.

Chapitre 2

La commutation automatique

Dans l'hypothèse où des éléments bidirectionnels sans direction de courant privilégiée feraient leur apparition dans les circuits de puissance du futur, un nouveau processus de mécanismes de commutation est proposé. La commutation automatique est définie par la synthèse des comportements de composants à commutations spontanées et de circuits de protection au composant. Elle permet à un élément bidirectionnel monolithique de fonctionner avec des comportements spontanés synthétisés ou d'adopter un fonctionnement dont les mécanismes sont basés sur la protection en courant et en tension. En réalité, il s'agit d'une commande basée sur la mesure du courant et de la tension aux bornes de l'interrupteur. Les mécanismes de commutation sont décrits de manière à pouvoir synthétiser des comportements d'éléments existants ou nouveaux. Le principe de commutation automatique défini par la synthèse de comportements spontanés décrit dans ce chapitre vient compléter une première définition établie par [10] qui considère des commutations automatisées basées sur les circuits de protections aux composants.

2.1 Généralités sur les commutations classiques

Avant d'exposer les principes de la commutation automatique, une définition des principes de commutation classiques est donnée d'après [43] et [44].

2.1.1 Définition

L'interrupteur est un élément de circuit dont l'état est soit passant, soit bloqué. L'association de deux interrupteurs forme une cellule de commutation. Pour un fonctionnement adéquat, chacun des deux interrupteurs se trouve dans un état complémentaire à l'autre. Une cellule de commutation interface deux sources de natures différentes, à savoir une source de tension et une source de courant. La commande des interrupteurs permet aux sources de se trouver en phase d'échange d'énergie ou de fonctionnement à vide. Ce dernier est caractérisé par un fonctionnement à courant nul pour la source de tension et par une tension nulle aux bornes de la source de courant, autrement dit, la source de courant se trouve en roue libre. La commutation d'un interrupteur est définie par le passage d'un état à un autre.

La cellule de commutation

La cellule de commutation considérée dans ce travail est constituée de deux interrupteurs qui interfacent deux sources de nature différente. Elles sont placées de manière à pouvoir toujours assurer une voie de conduction à la source de courant et de manière à ne jamais provoquer de court-circuit aux bornes de la source de tension. Par une modulation adéquate, la commande des interrupteurs permet aux sources d'alterner une phase d'échange d'énergie à une phase de roue libre. Autrement dit, la conversion consiste en une succession de liaisons des sources et d'isolations. La figure 2.1 montre la cellule de commutation de référence pour ce travail. Le sens des grandeurs est

2.1. COMMUTATIONS CLASSIQUES

établi selon les conventions internationales avec les flèches de tension partant du potentiel positif et pointant le potentiel négatif.

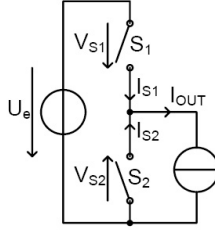


FIG. 2.1 – Cellule de commutation classique

Les grandeurs aux bornes des interrupteurs sont complémentaires et liées aux valeurs des sources. Dans une cellule de commutation classique, les relations liant ces grandeurs sont données par l'équation 2.1 pour les courants et par l'équation 2.2 pour les tensions.

$$I_{S1} + I_{S2} = I_{OUT} \quad (2.1)$$

$$V_{S1} - V_{S2} = U_e \quad (2.2)$$

Les règles dites classiques imposent aux interrupteurs d'une cellule de commutation de fonctionner de manière strictement complémentaire. Si les deux interrupteurs sont ouverts, la source de courant est ouverte provoquant un pic de surtension infini. Autrement, lorsque les deux interrupteurs sont fermés, la source de tension est court-circuitée. Ces deux situations provoquent la destruction des sources ou des interrupteurs. Dans l'idéal, les commutations sont instantanées et parfaitement synchronisées.

Même si ce modèle permet de prévoir les types de commutation dans une cellule, celui-ci ne tient pas compte des phénomènes transitoires. Les ouvertures et fermetures des interrupteurs se font en un temps donné. Souvent, la commande intègre un temps de chevauchement ou d'anti-chevauchement entre la fermeture d'un interrupteur

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

actif et l'ouverture de son complémentaire. Avec un temps d'anti-chevauchement, le court-circuit momentané de la source de tension est évité, par contre l'effet de l'ouverture momentanée de la source de courant est absorbé dans des condensateurs parasites ou placés artificiellement.

Caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs

Soit un diagramme où l'axe vertical et horizontal représentent respectivement le courant de conduction d'un interrupteur et la tension à ses bornes. Les caractéristiques statiques de l'interrupteur se positionnent de manière symétrique sur chacun de ces axes. Les caractéristiques dynamiques sont représentées par des flèches, liant un état initial à un état final de la commutation. La figure 2.2 montre toutes les possibilités d'états et de mouvements dans une représentation courant-tension d'un interrupteur bidirectionnel.

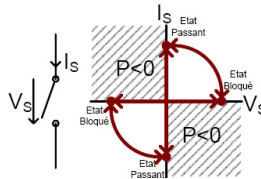


FIG. 2.2 – Caractéristiques statiques et dynamiques de l'interrupteur bidirectionnel

La puissance dissipée par l'interrupteur est partiellement composée de pertes en conduction et en blocage par les effets résistifs. Les pertes par commutations quand à elles représentent la majorité des pertes dans l'interrupteur d'autant plus que la fréquence de commutation est grande. À l'état bloqué et à l'état passant, le produit $P = UI$ est nul dans un modèle idéalisé. Une commutation est dissipative si la transition traverse un quadrant du diagramme tension-courant, autrement dit, si l'établissement d'un courant se fait sous une tension

non nulle ou inversement.

Lors d'une commutation, la puissance définie par le produit tension-courant ne peut physiquement pas passer par une valeur négative. En effet, les composants considérés sont uniquement dissipatifs et ne peuvent fournir de l'énergie. Lorsque la tension de blocage et le courant de conduction sont de polarité inverse, la commutation idéalisée ne provoque pas de pertes car le chemin suivi dans le diagramme passe le long des axes.

Il existe plusieurs types de commutation, caractérisées par le type de mécanisme suivi. Une commutation est spontanée lorsque l'état d'un interrupteur dépend de la valeur des grandeurs à ses bornes. Par exemple, la diode commute spontanément d'un état bloqué à un état passant lors du changement de polarité de la tension à ses bornes. Pareillement, un thyristor se bloque spontanément par l'annulation de son courant. Autrement, une commutation est dite commandée lorsque l'interrupteur nécessite un signal externe pour le changement de son état.

2.1.2 Interrupteurs à commutations spontanées

Dans les interrupteurs à commutations spontanées, les deux éléments principaux sont la diode et le thyristor. La jonction PN au niveau semiconducteur en polarisation directe ou inverse a un effet direct sur l'amorçage ou le blocage du composant. Généralement, l'état de l'interrupteur est directement dépendant des grandeurs à ses bornes.

Diodes

Le fonctionnement de la diode de puissance est complètement passif et ne nécessite pas de système de commande. Elle laisse circuler un courant dans un sens uniquement et se bloque à courant nul. Ses commutations sont spontanées et longent les axes de tension ou de courant. Les caractéristiques statiques et dynamiques du composant sont représentées par la figure 2.3. Il s'agit d'un composant non commandable qui assure soit une fonction de passage de courant dans

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

un direction privilégiée, soit une fonction de redressement de tension dans une polarité choisie.

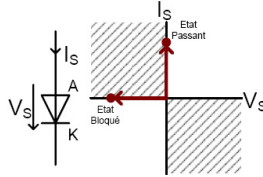


FIG. 2.3 – Caractéristiques statiques et dynamiques de la diode

Au niveau du semiconducteur, lors de l'état passant, la diode contient des charges positives et négatives dans la zone de déplétion. Le champ électrique produisant une tension positive aux bornes de la jonction PN permet le passage du courant, de l'anode (A) à la cathode (K) [12]. Lors du blocage de la diode, ces charges sont évacuées par l'établissement d'un courant I_{RR} négatif sur un temps t_{RR} . La charge totale Q_{RR} à évacuer est d'autant plus petite que la pente $\frac{dI_S}{dt}$ est faible. En effet, les porteurs de charges se recombinent naturellement après un temps connu sous le nom de durée de vie des porteurs. La figure 2.4 présente le comportement du courant et de la tension en fonction du temps lors du blocage de la diode.

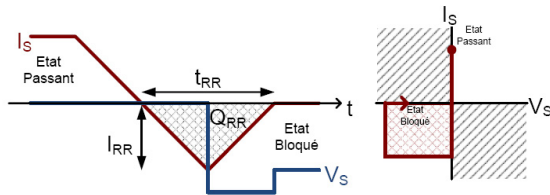


FIG. 2.4 – Mécanisme de blocage de la diode

L'intégrale de courant négatif représente la quantité de charge

Q_{RR} évacuée. La tension s'établit aux bornes de la diode alors que le courant inverse est à son maximum I_{RR} . Le blocage de la diode voit donc un produit $P = UI$ non nul contribuant aux pertes globales du circuit concerné.

Thyristors

Le thyristor est un composant bidirectionnel en tension. A valeur positive de cette dernière, le composant peut être amorcé par une gâchette. Unidirectionnel en courant, le composant est spontanément bloqué par le passage par zéro du courant. La figure 2.5 montre une représentation de ses caractéristiques statiques et dynamiques.

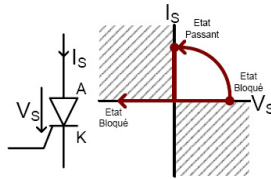


FIG. 2.5 – Caractéristiques statiques et dynamiques du thyristor

Le blocage d'un thyristor dépend d'un phénomène de recouvrement similaire à celui de la diode. A ce niveau, il peut apparaître dans certains montages un phénomène appelé raté de commutation [45]. Lors du blocage du thyristor, si la tension à ses bornes redevient positive pendant le temps de recouvrement des charges, celui-ci s'enclenche à nouveau. Le blocage spontané du thyristor intervient à la condition qu'une tension négative s'établit à ses bornes sur un temps suffisamment long. En effet, si l'évacuation totale de ses charges n'est pas effectuée, le phénomène d'allumage est naturellement réenclenché.

2.1.3 Interrupteurs à commutations commandées

Il existe plusieurs types d'interrupteur de puissance à commutations commandées sur un ou deux quadrants du diagramme tension-courant. Les fonctionnements de ceux-ci se ressemblent et ne se différencient que par leur structure interne au niveau du semiconducteur. Bien que de récents travaux annoncent l'apparition prochaine d'éléments entièrement bidirectionnels, les interrupteurs quatre quadrants n'existent pour le moment que sous la forme de combinaison de plusieurs éléments.

Le transistor à un quadrant

Le transistor bipolaire ainsi que l'IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) sont des éléments fonctionnant idéalement sur un seul quadrant. Un signal de grille détermine l'état du transistor. La figure 2.6 représente ces deux éléments avec leurs caractéristiques statiques.

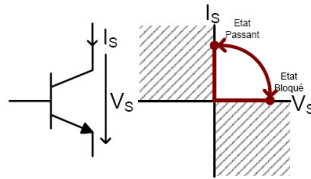


FIG. 2.6 – Caractéristiques statiques et dynamiques du transistor à un quadrant

Le transistor à deux quadrants

Deux types de transistor actif à deux quadrants existent. Ceux-ci sont unidirectionnels pour l'une des grandeurs de puissance, à savoir le courant ou la tension, et bidirectionnels pour l'autre. Le transistor MOS, de par sa structure interne et sa diode naturelle en anti-

parallèle, est un élément bidirectionnel en courant. La figure 2.7 représente cet élément avec ses caractéristiques statiques.

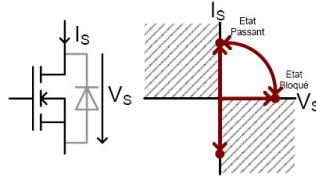


FIG. 2.7 – Caractéristiques statiques et dynamiques du transistor à deux quadrants bidirectionnel en courant

D'autre part, il est apparu récemment de nouveaux éléments RB-IGBT (IGBT à blocage inverse) capables de tenir une tension de blocage négative [46]. La fonction réalisée est la même que celle d'un transistor simple en série avec une diode permettant le blocage inverse. Ce dernier est représenté par la figure 2.8

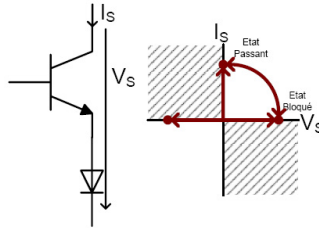


FIG. 2.8 – Caractéristiques statiques et dynamiques du transistor à deux quadrants bidirectionnel en tension

2.1.4 Mécanismes de commutations spontanées

Dans la cellule présentée, les procédés classiques de commutations sont commandés ou spontanés. En règle générale, la commutation

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

spontanée d'un interrupteur est associé au changement d'état de son complément, de manière synchrone ou dans un ordre de cause à effet. Autrement, dans le cas de sources alternatives, la variation des grandeurs elles-mêmes influe sur le changement d'état de composants de types diode ou thyristor.

La figure 2.9 illustre l'exemple d'une cellule de commutation composée d'une diode de roue libre et d'un interrupteur actif. L'amorçage de l'interrupteur actif provoque d'abord l'annulation du courant dans la diode (1) puis ensuite seulement l'établissement d'une tension à ses bornes (2). Les règles établies par les équations 2.1 et 2.2 imposent l'établissement en (1) d'un courant dans l'interrupteur actif à pleine tension de blocage. Celle-ci s'annule seulement lorsque la tension aux bornes de la diode s'établit en (2).

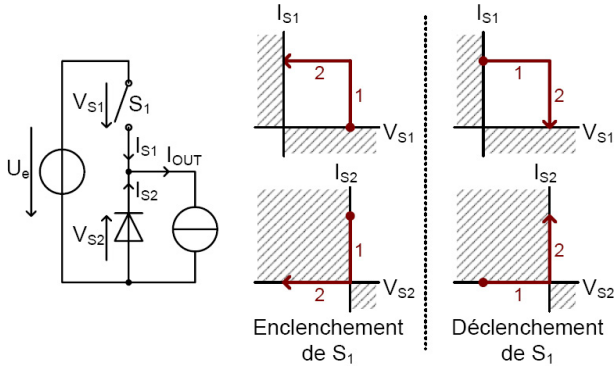


FIG. 2.9 – Mécanismes de commutation avec un élément spontané de roue libre

De même, le blocage de l'interrupteur S_1 provoque l'annulation de la tension aux bornes de la diode (1) avant l'établissement de son courant en (2). À nouveau, les règles de commutation imposent que la tension s'établisse aux bornes de S_1 d'abord à plein courant (1) avant que celui-ci ne s'établisse dans la diode (2).

2.2 Principes de la commutation automatique

Le modèle de cellule de commutation précédent contient deux états distincts, à savoir un état de roue libre et un état d'échange. La définition du principe de la commutation automatique nécessite la considération d'une phase de transition. Ce troisième état explore deux situations interdites par les règles classiques, à savoir le court-circuit d'une source de tension et l'ouverture d'une source de courant.

Cette façon d'opérer dans la cellule de commutation sous-entend une condition quand à la vitesse de réaction des systèmes de détection ainsi que la considération des éléments passifs parasites ou ajoutés. En effet, le courant de court-circuit d'une source de tension est limité par la présence d'éléments inductifs. De même, la variation de tension lors de l'ouverture de la source de courant est limitée par la présence d'éléments capacitifs.

2.2.1 Vers une commande basée sur la mesure des grandeurs

La commutation automatique se situe entre la commutation spontanée et commandée. Il s'agit d'un processus autonome. Sa commande est basée sur la mesure des grandeurs aux bornes de l'interrupteur par un système inspiré des circuits de protection. Contrairement aux règles classiques, la commande provoque intentionnellement une situation de court-circuit ou de circuit ouvert et laisse agir des systèmes auxiliaires pour terminer le processus de commutation. Il s'agit donc d'une action sur l'interrupteur durant la phase transitoire qui suit immédiatement l'apparition d'une situation non-conforme.

Le blocage d'un interrupteur vient de la variation du courant dû à l'amorçage de son complément. Le courant de court-circuit passant par les deux interrupteurs fermés est détecté par la mesure d'un flanc montant ou descendant dépendamment du sens de l'interrupteur. De même, l'amorçage d'un interrupteur est l'effet de la variation de la tension par l'ouverture d'une source de courant. Les variations rapides

des grandeurs sont détectées de la même manière qu'un système de protection aux courts-circuits et aux surtensions. De cette détection, une situation de non-conformité est déduite.

Cette nouvelle façon de considérer la commutation, quelque part entre un comportement spontané et commandé, permet la synthèse de nouveaux interrupteurs dont l'implémentation intègre des systèmes de protection ainsi que des comportements spontanés. La commutation basée sur la protection des interrupteurs à déjà été traitée par [10]. Dans ce travail, ce principe est généralisé par la détection des changements de polarité et la proposition de la mesure des flancs montants ou descendants des grandeurs de puissance.

2.2.2 Description de la cellule de commutation automatique

Considérant l'apparition d'un état transitoire, la nouvelle cellule présente des mécanismes de commutation plus complexes par l'établissement d'un lien de causalité. De cette considération, ce travail voit l'introduction de nouveaux termes permettant de définir une commutation *initiante* ou *ouvrante* et une commutation *réactive* ou *concluante*. Ces termes définissent une séquence précise en dépendance du choix de l'interrupteur créant la situation non conforme. Une autre proposition de terminologie définit une commutation *causale* et *non-causale*.

Régimes transitoires dans la commutation

Les règles de commutation classiques sont violées sur un court laps de temps. En régime transitoire, une situation existe où les deux interrupteurs complémentaires d'une cellule de commutation sont dans le même état. La commutation résultante est une action qui répond à une cause. Celle-ci provient d'une variation de grandeur due aux sources ou au changement d'état de son interrupteur complémentaire.

Les termes de commutation *maître* et commutation *esclave* ont été introduits pour décrire ce lien de cause à effet [10]. Dans ce travail, ces termes sont redéfinis pour des raisons étymologiques. En effet,

2.2. PRINCIPES DE LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

les interrupteurs agissent de manière indépendante. Un changement d'état de l'un des interrupteurs survient sur ordre de la commande ou sur réaction de ses systèmes de détection. La première commutation est soit commandée soit en réponse à une variation de l'une des grandeurs au sein du convertisseur. Celle-ci est appelée commutation *ouvrante* ou *initiante*. La commutation *concluante* ou *réactive* qui agit en réaction à la première est due à la situation non conforme provoquée par le changement d'état de l'interrupteur ouvrant. Le statut des interrupteurs peut changer dynamiquement durant la conversion en fonction de la polarité des grandeurs converties.

Un exemple de mécanisme de commutation par détection de court-circuit est illustré à la figure 2.10. L'interrupteur S_2 est *initiant* et provoque le court-circuit de la source de tension. L'interrupteur S_1 *concluante*, détecte la situation non-conforme et s'ouvre automatiquement.

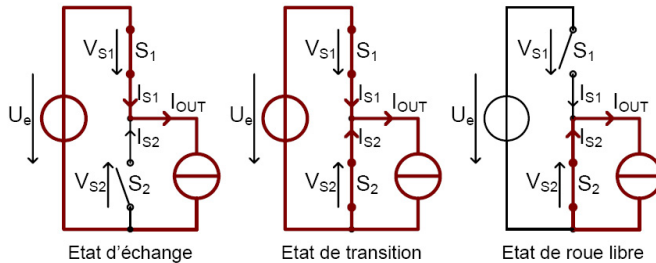


FIG. 2.10 – Mécanisme de commutation sur détection de courant de court-circuit

De même, un mécanisme de commutation par détection de circuit ouvert est présenté par la figure 2.11. L'interrupteur S_1 , cette fois-ci *initiant*, ouvre la voie de courant de la source de sortie. La détection de la variation de tension due à l'ouverture de la source de courant est détectée par l'interrupteur *concluante* S_2 .

Il est important de considérer ce lien de causalité dans la synthèse

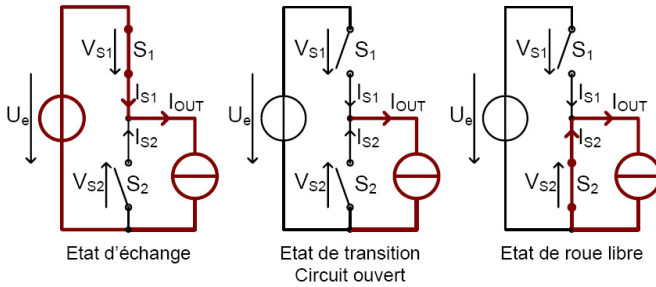


FIG. 2.11 – Mécanisme de commutation sur détection de circuit-ouvert

de nouvelles cellules de commutation. Introduisant cet état transitoire, de nouvelles situations entrent en compte dans la description des mécanismes. Le sens des courants et tensions dans les interrupteurs est déterminant pour le type de commutation automatique à considérer. Une différence étant faite entre les commutations pseudo-spontanées et les commutations pseudo-commandées basées sur les circuits de protection.

Types de commutation

La synthèse des associations de commutations est établie dans la table 2.1 sur la base des postulats émis aux points précédents. Tenant compte des phénomènes de causalité, il résulte sept types de mécanisme de commutation, dont quatre sont nouveaux. Les commutations *initiantes* et *réactives* sont considérées dans un lien de causalité unidirectionnel. Les commutations *commandée-commandée* et *spontanée-spontanée* sont des cas particuliers où le lien de causalité n'est pas évident, leurs mécanismes étant synchrones.

De manière générale, une commutation *ouvrante* est initiée par une commande ou par la détection d'un dépassement de seuil par la variation de l'une des sources. Par ailleurs, le passage par zéro

2.2. PRINCIPES DE LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

Commutation <i>initiante</i> (blocage-amorçage)	\Rightarrow	Commutation <i>réactive</i> (amorçage-blocage)
commandée	\Rightarrow	commandée
commandée	\Rightarrow	automatique
commandée	\Rightarrow	spontanée
automatique	\Rightarrow	automatique
automatique	\Rightarrow	spontanée
spontanée	\Rightarrow	automatique
spontanée	\Rightarrow	spontanée

TAB. 2.1 – Relations de causalité dans les mécanismes de commutation généralisés

d'une grandeur, provoquant un changement de quadrant, est associé à une commutation spontanée ou pseudo-spontanée. Autrement, une commutation automatique *réactive* est assimilée soit à un mécanisme spontané, soit à un mécanisme pseudo-commandé, dépendamment du sens des variations des grandeurs. C'est à ce niveau que la commutation basée sur les circuits de protection se distingue réellement des commutations classiques.

2.2.3 Mécanismes de commutation

La nature et la polarité des sources interfacées par la cellule de commutation est déterminante pour les types de commutation qui ont lieu lors d'une conversion, au même titre que le type de modulation choisi. La cellule de commutation est celle de la figure 2.1 où les sources sont considérées bidirectionnelles. Trois étapes décrivent un mécanisme entier. La séquence contient une commutation *initiante*, un temps de transition et finalement une commutation *réactive*.

Ce type de commutation sous-entend que la réaction du système de contrôle se fait sur un temps suffisamment court pour éviter la destruction des composants ou des sources. Celui-ci sous-entend également que les variations des grandeurs de source sont limitées en

vitesse. Ainsi, la mise en œuvre d'un processus de commutation automatisée impose la considération de circuits snubbers assimilés à des éléments passifs capacitifs et inductifs, ainsi que des éléments parasites du circuit. Ce dernier point est traité plus en détail au chapitre suivant.

Mécanismes commandés

La figure 2.12 présente les mécanismes de commutation commandée dans un cas où la tension d'entrée et le courant de sortie sont tous deux positifs. Le cas traité présente deux processus par détection de court-circuit prenant d'abord S_1 comme interrupteur *initiant* lorsque S_2 est passant, puis S_2 lorsque S_1 est passant. Ce choix d'interrupteur fait apparaître respectivement une détection de type seuil ou de type changement de polarité.

Le mécanisme par détection de seuil, représenté en détails par la figure 2.12a, commence en (1) par l'amorçage de l'interrupteur *initiant*, en l'occurrence ici S_2 . La mise en court-circuit de la source de tension provoque une variation rapide du courant. La tension de source étant positive, le courant augmente dans l'interrupteur *concluant*, ici S_1 , et fait par contre une excursion dans les valeurs négatives dans l'interrupteur *initiant*. Le mécanisme de protection réagit à la variation par détection de seuil et bloque l'interrupteur *concluant* en (2). Finalement en (3), les grandeurs s'établissent dans les interrupteurs comme dans un mécanisme classique. Ce mécanisme est généralisé dans le cas de l'ouverture de la source de courant. Les tensions des interrupteurs voient alors une variation qui permet le même type de détection.

La figure 2.12b présente un mécanisme de détection par passage par zéro. Celui-ci intervient lorsque le sens du courant de conduction dans l'interrupteur *concluant* est de sens opposé à sa tension de blocage. Le mécanisme de commutation est initié de la même manière que précédemment en (1) par la fermeture de l'interrupteur *initiant*, ici S_1 . La surintensité du courant due au court-circuit de la source se fait dans la direction du changement de polarité dans l'interrupteur *concluant* S_2 . Dès le passage par zéro, celui-ci est bloqué en

2.2. PRINCIPES DE LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

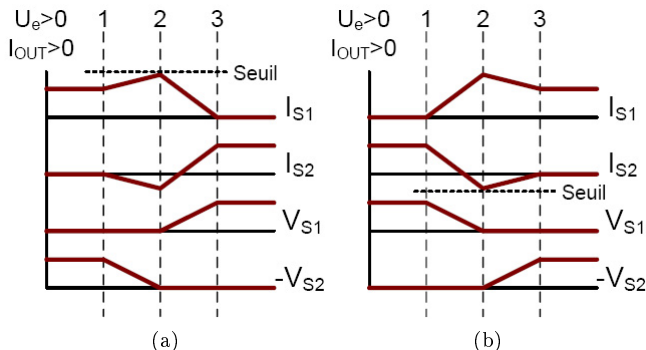


FIG. 2.12 – Mécanismes de commutation sur courts-circuit par détection de seuil (a) et par détection de changement de polarité (b)

(2). Finalement les grandeurs s'établissent normalement en (3). De même, le mécanisme est généralisé dans le cas de l'ouverture de la source de courant par la détection d'une surintensité aux bornes de l'interrupteur *concluant*.

La figure 2.13 représente une généralisation des mécanismes pour les cas de commutation à deux quadrants lorsque la stratégie de commande est indépendante de la source. Les mécanismes sont distingués par type de détection entrant en compte. Pour le même cas où les grandeurs de source sont positives, la commutation automatique dans S_1 est de type protection aux surintensités lorsque l'interrupteur S_2 est *initiant*. Au contraire, lorsque l'interrupteur S_2 est *concluant*, les deux processus sur courts-circuits ou circuits-ouverts présentent des mécanismes de type diode par la détection de changements de polarité. Comme dans la figure 2.12, le processus commence par l'initiation d'une situation non conforme (1), sa détection (2) puis l'établissement des grandeurs dans un nouvel état stable.

Cette même figure généralise tous les cas de mécanismes à commutation *initiante* commandée associés à des commutations *réactives* automatiques ou spontanées. Concernant le type de commutation *ré-*

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

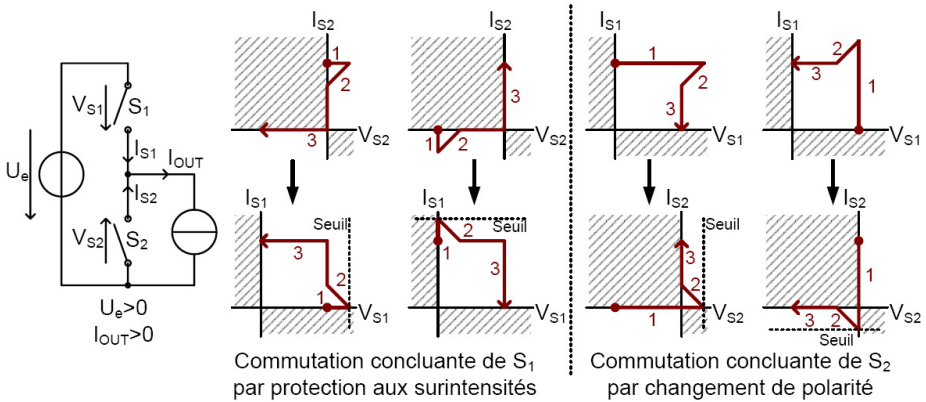


FIG. 2.13 – Représentation tension-courant des mécanismes de commutation commandés-automatiques

active, celui-ci dépend du signe des grandeurs aux bornes de l'interrupteur. Une commutation automatique de type spontané intervient lorsque le courant de conduction et la tension de blocage d'un interrupteur sont de polarité opposée. En effet, la direction de la variation des grandeurs passe par la valeur nulle. Dans le cas contraire, la variation allant dans un sens opposé, un mécanisme de type protection du composant intervient.

Mécanismes sur variation de source

Les mécanismes précédents étaient tous amorcés par la commande de l'interrupteur *initiant*. Cette partie passe en revue le cas où celui-ci commute automatiquement par détection d'un passage par zéro de l'une des deux sources. L'imperfection de la mesure et le temps de réaction du dispositif de détection impliquent une commutation non pas effectuée à grandeur nulle mais avec une valeur résiduelle. Celle-ci peut provoquer une variation des grandeurs dans l'interrupteur complémentaire dans une direction dépendant de la polarité du seuil de détection, à savoir une valeur supérieure ou inférieure à zéro.

2.2. PRINCIPES DE LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

La figure 2.14 présente des mécanismes de commutation initiés par un processus automatique dans le cas où le courant de source change de polarité. Le cas traité présente deux processus où l'interrupteur *initiant* S_1 est bloqué par la détection du changement de polarité du courant I_{OUT} pour une tension U_e positive. Ces deux cas font apparaître deux types de commutation *concluante* dans l'interrupteur S_2 .

Le détail des mécanismes de la figure 2.14a partent d'une situation initiale (1) où la grandeur de la source de courant va vers l'origine par une pente positive. En (2), le blocage de S_1 est initié par détection du changement de polarité et produit une situation non-conforme due à la valeur résiduelle du courant. La variation de la tension V_{S2} , induite par l'annulation d'un courant positif, se produit dans la direction du passage par zéro dans l'interrupteur S_2 . Le mécanisme de détection de changement de polarité provoque son amorçage en (3). Finalement en (4), après l'établissement des grandeurs, le courant s'établit dans le quadrant opposé de l'interrupteur S_2 .

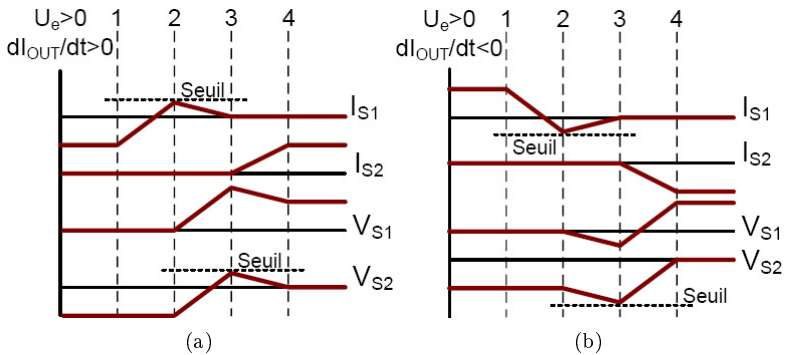


FIG. 2.14 – Mécanismes de commutation initiés par la détection du passage par zéro du courant par pente positive (a) et par pente négative (b)

La figure 2.14b présente le mécanisme de commutation sur le

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

changement de polarité du courant de source par pente négative. Le mécanisme part d'une situation initiale en (1) où le courant de source varie vers un changement de polarité par pente négative dans l'interrupteur S_1 . La situation non-conforme, provoquée en (2) par l'ouverture de l'interrupteur, provoque une variation de la tension dans le sens opposé à l'origine. La surtension est détectée en (3) par dépassement de seuil aux bornes de l'interrupteur *concluant* S_2 . Finalement en (4), après établissement des grandeurs dans les interrupteurs, la grandeur de source s'établit dans l'interrupteur *concluant*.

La figure 2.15 présente une généralisation des mécanismes dans le cas où la grandeur de source passe d'un quadrant à l'autre, provoquant la commutation. Le mécanisme est amorcé par une détection de passage par zéro dans l'interrupteur *initiant* S_1 . Deux cas sont distingués par le fait que la grandeur mesurée peut varier d'une valeur positive à une valeur négative et vice et versa. La couleur verte distingue le mouvement lent de la grandeur de source contre la couleur bordeaux du mécanisme rapide de la commutation à proprement parlé. Les mécanismes sont séparés en fonction du mouvement de la source de tension ou de la source de courant.

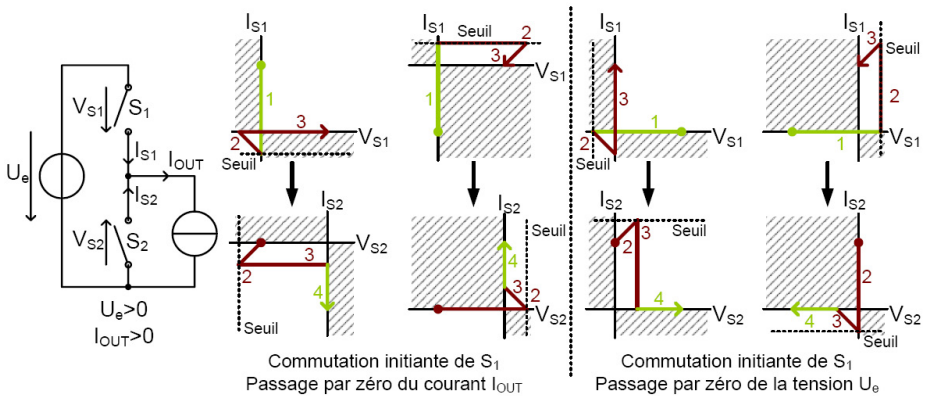


FIG. 2.15 – Représentation tension-courant des mécanismes de commutation spontanés-automatiques

Ces figures représentent toutes les formes possibles de trajectoire. Quatre autres cas sont déductibles par symétrie. Malgré une valeur presque nulle de la source, une variation apparaît néanmoins. Le type de commutation qui intervient dans le processus concluant devient incertain de par la direction de la variation de la valeur de la source concernée. Ainsi, la commutation pseudo-spontanée d'un interrupteur bidirectionnel intervient toujours sur une valeur résiduelle de la source. Généralement, si le passage par zéro est détecté avant celui-ci, la valeur résiduelle provoque une surintensité de valeur réduite dont la direction est inversée dès que le passage est effectivement réalisé. Ces cas-là ne sont donc pas considérés.

2.3 Synthèse d'interrupteurs à commutations automatiques

Sur la base des mécanismes présentés dans la section précédente, certains comportements pseudo-spontanés sont semblables à ceux des composants existants, à savoir la diode ou le thyristor. Ces comportements sont synthétisés en vue de leur application à un interrupteur actif pourvu de propriétés de commutation automatique. Une description fonctionnelle est faite en s'affranchissant des phénomènes propres à la physique des semiconducteurs. La synthèse d'autres interrupteurs actifs ou semi-actifs issus des comportements de base est proposée.

2.3.1 Interrupteurs de type diode

La fonction synthétisée de la diode classique contient un segment de conduction et un segment de blocage. Son comportement dynamique est considéré de manière simple. L'interrupteur est amorcé par la mesure d'une tension positive à ses bornes et bloqué par la mesure d'un courant négatif. De par la direction des polarités des grandeurs, la commutation passe toujours par l'origine dans une représentation tension-courant.

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

Diode automatique

La figure 2.16 illustre une synthèse de la fonction de diode appliquée à l'interrupteur automatique. Les mécanismes de blocage et d'amorçage sont réalisés de manière simple par la détection des changements de polarité des grandeurs aux bornes de l'interrupteur.

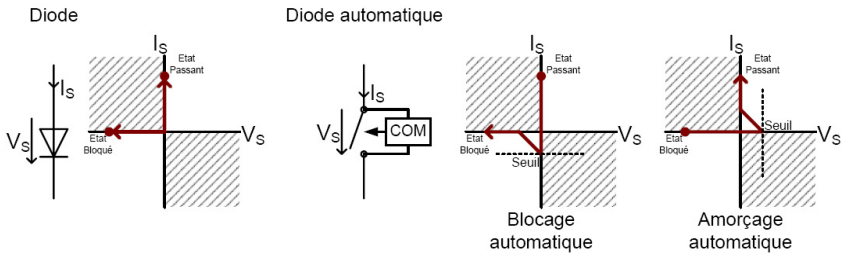


FIG. 2.16 – Synthèse de la diode automatique

Les pertes engendrées par le temps de réaction du système de détection sont d'autant plus petites que celui-ci est court. De ce fait, l'excursion des grandeurs après les passages par zéro sont réduits.

Diode bidirectionnelle automatique

La bidirectionnalité de l'interrupteur permet d'étendre le principe de la détection des passages par zéro. Deux possibilités de diodes bidirectionnelles sont envisagées, à savoir la fonction de Diac, où les amorçages sont faits sur seuils de tensions non nulles, ainsi que la diode bidirectionnelle considérée de manière plus abstraite. La figure 2.17 illustre la synthèse de ces deux interrupteurs. Deux couleurs démarquent deux mécanismes, le bordeaux pour les courants positifs et le vert pour les courants négatifs. Le comportement est parfaitement symétrique pour ces deux situations.

La fonction de diode bidirectionnelle est synthétisée par la fonction d'un élément diode changeant dynamiquement son orientation en fonction des grandeurs de source ou en fonction d'instructions données par un modulateur externe. La question de sa stabilité se

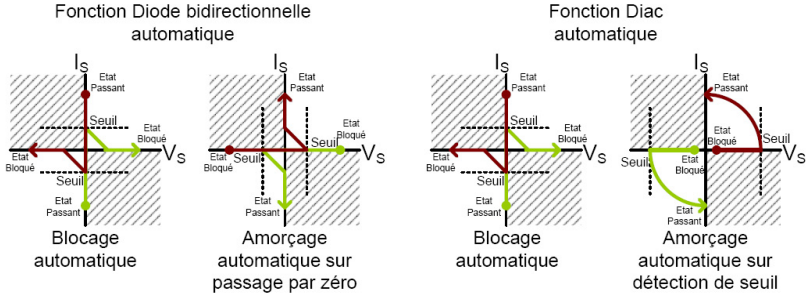


FIG. 2.17 – Synthèse de la diode bidirectionnelle automatique

pose de par son principe dynamique. De plus, son utilité dans une conversion de puissance doit encore être démontrée. Par contre, l'implémentation de la fonction de Diac, de par l'existence du composant réel, semble plus concrète et pertinente. Elle nécessite l'introduction d'une détection à seuils. Son fonctionnement se rapproche de celui du disjoncteur réversible défini dans [10] avec une fonction de blocage à courant nul ajoutée.

2.3.2 Interrupteurs de type thyristor

La fonction thyristor est semblable à celle de la diode si ce n'est qu'un segment de blocage est ajouté et que son amorçage est commandé. Sur courant négatif, l'interrupteur est bloqué de la même manière que dans la diode. L'amorçage commandé est rendu possible avec une tension positive à ses bornes uniquement.

Thyristor automatique

La figure 2.18 illustre la synthèse de la fonction thyristor appliquée à l'interrupteur bidirectionnel. Le blocage est identique à celui de la diode. L'amorçage est initié à tension positive uniquement par une commande externe.

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

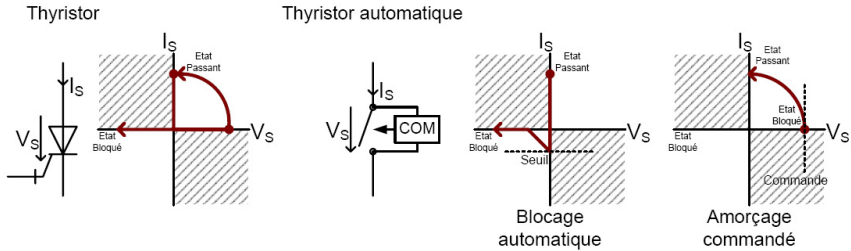


FIG. 2.18 – Synthèse du thyristor automatique

L'amorçage du thyristor peut être automatisé par la détection d'un seuil. Son comportement ressemble alors à l'une des alternances de la fonction de Diac.

Thyristor bidirectionnel automatique (Triac automatique)

La fonction de triac ou de thyristor bidirectionnel profite pleinement des possibilités de l'interrupteur. La figure 2.19 illustre le blocage par détection de passage par zéro dans un sens ou dans l'autre. L'amorçage est toujours commandé mais s'affranchit de la condition de polarité sur la tension de blocage. Les mécanismes sont illustrés en bordeaux pour un courant de conduction positif et en vert pour l'alternance négative. Leur comportement est parfaitement symétrique.

A nouveau, les mécanismes d'amorçage peuvent être initiés par la détection d'un seuil de tension. Le fonctionnement du triac devient alors semblable en tout point à celui du Diac.

2.3.3 Interrupteurs commandés à deux quadrants

Les fonctions réalisées par l'association de plusieurs éléments sont synthétisées de la même manière que les composants simples. Plus particulièrement, la combinaison d'un transistor avec une diode, en série ou en parallèle, sont passés en revue de par leur utilisation fréquente dans les conversions de puissance. Les caractéristiques statiques de ces interrupteurs se positionnent sur deux quadrants. La

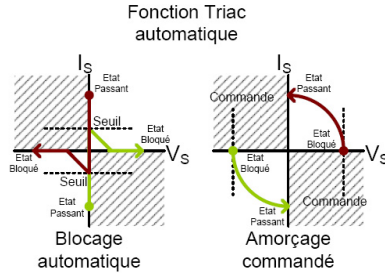


FIG. 2.19 – Synthèse du triac automatique

bidirectionnalité du courant de conduction et de la tension de blocage est ensuite obtenue par le dédoublement de la combinaison considérée.

Association sériele : Convertisseur de courant

La figure 2.20 illustre une combinaison sériele d'un transistor avec une diode. Cette association est souvent utilisée dans les conversions matricielles. Pour ces applications, la commande des interrupteurs bidirectionnels trouve sa particularité dans le fait qu'une seule direction de courant est autorisée lors des commutations. Cette manière de procéder permet la commutation naturelle des interrupteurs dans des applications matricielles notamment.

Le fonctionnement de ce couple d'éléments placés ainsi en série est semblable à celui d'un simple transistor commandé lorsque la tension de blocage est de même polarité que le courant de conduction. Dans le cas où celles-ci sont opposées, l'interrupteur fonctionne comme une diode dont l'enclenchement spontané est autorisé par un signal de commande.

Les mécanismes d'extinction de cet élément sont définis de trois manières différentes. Lorsque le courant s'annule, la détection du passage par zéro permet le blocage, de la même manière que la diode automatique. Autrement, celui-ci est effectué par commande d'un mo-

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

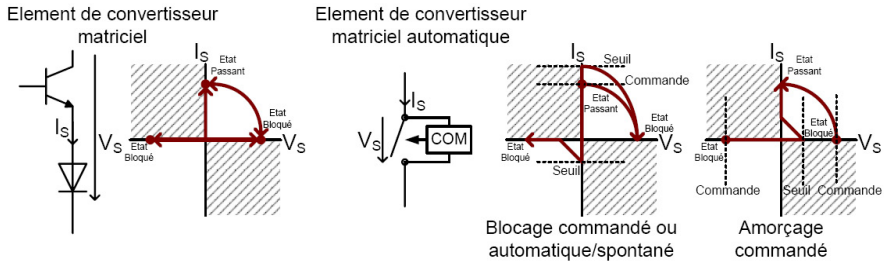


FIG. 2.20 – Synthèse de l'élément de convertisseur matriciel unidirectionnel en courant automatique

dulateur externe ou encore par détection de seuil sur un mécanisme de protection de l'élément. L'amorçage est commandé et accompagné d'un mécanisme de détection de polarité positive de la tension à ses bornes.

Association parallèle : branche d'onduleur

La figure 2.21 illustre une combinaison parallèle d'un transistor avec une diode. Celle-ci est souvent utilisée dans les branches d'onduleur. Son comportement est en parfaite dualité avec l'interrupteur précédent, la tension de blocage étant unidirectionnelle et le courant de conduction bidirectionnel.

Les mécanismes d'amorçage sont effectués de trois manières différentes, à savoir par commutation pseudo-spontanée par la détection du passage par zéro de la tension, par commutation commandée ou encore par commutation pseudo-commandée par la détection d'un dépassement de seuil. Son blocage est commandé et accompagné éventuellement d'un mécanisme de détection de passage par zéro lorsque le courant est négatif. A nouveau, le comportement de la diode est considéré comme un élément de base pour la description des mécanismes de commutation.

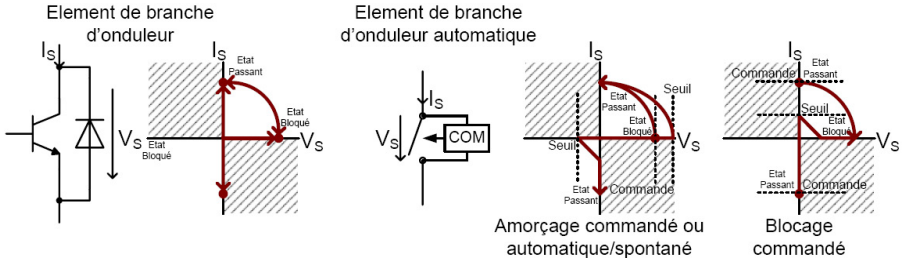


FIG. 2.21 – Synthèse de l'élément de branche d'onduleur unidirectionnel en tension automatique

2.4 Résumé

Un nouveau type de commutation basé sur la mesure des grandeurs aux bornes d'un interrupteur de puissance a été présenté. Sur la détection de surtensions ou de courants de courts-circuits issus d'une situation non conforme dans la cellule de commutation, l'interrupteur est amené à changer d'état par un système de commande rapprochée. La proposition de la détection de changement de polarité est faite pour adapter un principe existant pour le remplacement des commutations spontanées dans les conversions.

Les mécanismes de commutation présentés interviennent dans une séquence bien précise. L'interrupteur *initiant* change d'état par la commande d'un modulateur ou par la détection d'un changement de polarité dans l'une des sources. Les deux interrupteurs de la cellule de commutation se trouvent dans le même état provoquant une situation de non conformité. La détection d'une telle situation provoque le changement d'état de l'interrupteur *concluant*. Des exceptions interviennent dans ce mécanisme standard. En effet, Il se peut que les interrupteurs d'une cellule de commutation se trouvent dans un même état sans provoquer de situation non-conforme. En effet, l'ouverture d'un courant nul et la mise en court-circuit d'une tension nulle sont permises. Une situation non conforme provoque généralement la variation rapide de l'une des grandeurs de source. Celle-ci

2. LA COMMUTATION AUTOMATIQUE

peut aller dans la direction de la valeur nulle. Ainsi, une détection basée sur le changement de polarité permet de terminer la séquence du mécanisme de commutation. Si la variation de grandeur s'éloigne de la valeur nulle, alors la détection basée sur le dépassement de seuil proposée par [10] est nécessaire.

De ces principes, une synthèse de la fonction de diode est appliquée à un interrupteur bidirectionnel. De cette synthèse, une série de nouveaux interrupteurs sont décrits, à savoir le thyristor automatique, l'élément matriciel automatique et l'élément de branche d'onduleur automatique. Ces interrupteurs sont souvent issus de la composition d'éléments actifs avec des diodes pour interdire une polarité de grandeurs ou pour permettre une commutation naturelle entre les éléments.

Chapitre 3

L'interrupteur bidirectionnel automatique

Ce chapitre fait l'étude de l'interrupteur bidirectionnel et de sa commande en vue d'en faire un élément de commutation automatique. Il propose une implémentation par association d'éléments discrets dans l'attente de nouveaux composants naturellement bidirectionnels.

Le modèle décrivant les mécanismes de commutation du chapitre précédent est repris en détaillant les effets des composants passifs de snubber. Ceux-ci apportent une nouvelle perspective dans la représentation tension-courant de processus de commutation automatisée où un troisième état est considéré dans la cellule. De l'apparition de cet état de transition où les grandeurs de source sont amenées à varier de manière rapide, l'utilisation de composants passifs dans les mécanismes de commutation est primordiale. Une représentation tension-courant de résultats expérimentaux confirme le modèle proposé à la fin de ce chapitre ainsi que tout au long de ce travail.

3.1 Modèles de mécanismes pour la commutation dans les interrupteurs

Dans le chapitre précédent, deux types de représentation tension-courant des grandeurs aux bornes des interrupteurs de puissance différenciés en fonction du modèle théorique considéré ont été présentés. Ces derniers, par contre, ne considèrent ni l'effet des composants passifs parasites des interrupteurs, ni celui des filtres ou des snubbers ajoutés. Une proposition de nouveaux modèles de représentation dans le convertisseur Buck est avancée en fonction du type de commutation pour une meilleure considération des phénomènes réels. La figure 3.1 illustre la cellule de commutation avec les éléments de snubber qui ont été ajoutés pour permettre la commutation des interrupteurs. Les éléments inductifs L_S permettent de limiter les courants de court-circuit de la source de tension. De manière duale, les éléments capacitifs C_S permettent de limiter les variations de tension dues à l'ouverture de la source de courant ainsi que celles induites par l'ouverture des éléments inductifs parasites.

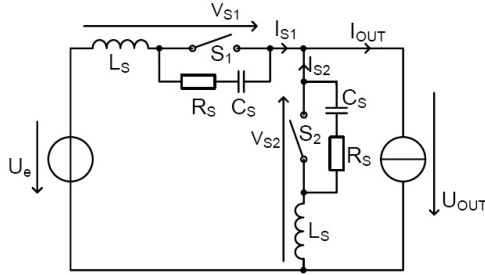


FIG. 3.1 – Cellule de commutation avec éléments capacitifs et inductifs

Chaque mécanisme voit un comportement des grandeurs qui diffère du modèle théorique en fonction du comportement des grandeurs dans les éléments passifs. En effet, ces derniers sont conservatifs et

peuvent provoquer des dissipations supplémentaires, ou au contraire, libérer de l'énergie. De par l'apparition d'un état de transition dans les mécanismes de commutation, les éléments conservatifs jouent un rôle dominant dans la variation des grandeurs.

3.1.1 Commutations synchrones dans la cellule

En commutation synchrone, la commande des deux interrupteurs actifs de la cellule de commutation est parfaitement complémentaire. Le comportement des grandeurs dans une représentation tension-courant est comparé aux formes prévues par une théorie considérant un circuit idéalisé. L'effet des composants passifs est mis en valeur par une déduction réalisée sur la base des modèles analytiques présentés à l'annexe A.

Isolation des sources

Le processus synchrone d'isolation des sources impose le déclenchement de l'interrupteur S_1 en même temps que l'enclenchement de S_2 . La figure 3.2 présente la commutation telle qu'elle apparaît en considérant les éléments passifs. Une oscillation de courant intervient lors de la charge et de la décharge des condensateurs de snubber. Dans un deuxième temps, l'établissement des courants dans les inductances provoque à son tour une oscillation des tensions aux bornes des interrupteurs.

L'excursion dans le domaine de puissance négative montre qu'une partie de l'énergie contenue dans les éléments passifs de S_2 compense l'énergie supplémentaire absorbée par les éléments du snubber de S_1 . La complémentarité théorique des grandeurs aux bornes des interrupteurs n'est plus conservée en raison de la présence des éléments passifs.

Connexion des sources

Le processus synchrone de connexion des sources impose l'enclenchement de l'interrupteur S_1 en même temps que le déclenchement de

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

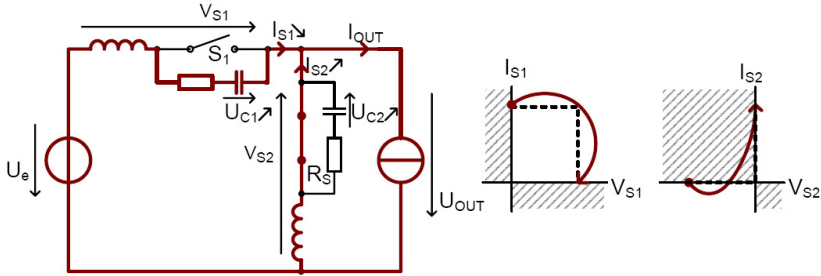


FIG. 3.2 – Processus de commutation synchrone pour l'enclenchement de la voie de roue libre

S_2 . La figure 3.3 présente le comportement des grandeurs aux bornes des interrupteurs apparaissant en considérant les éléments passifs. La décharge du condensateur de snubber de S_1 et l'établissement des courants avant celui des tensions laisse apparaître un phénomène ressemblant à un court-circuit. Une excursion de courant de l'ordre de la valeur nominale de source intervient avant l'établissement de la tension. La forme théorique de la représentation tension-courant de la commutation n'est plus respectée et l'interrupteur le plus dissipatif ne semble plus être S_1 mais plutôt S_2 .

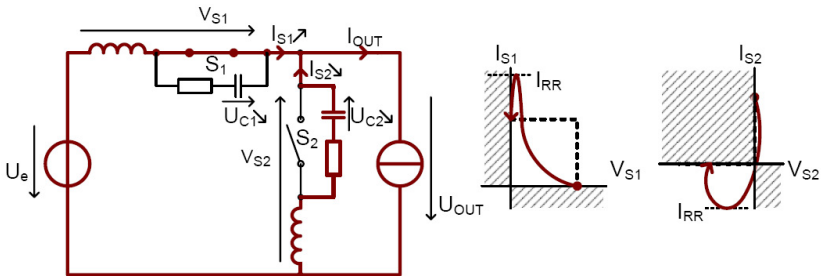


FIG. 3.3 – Processus de commutation synchrone pour le déclenchement de la voie de roue libre

Le quasi court-circuit provoqué par la fermeture de S_1 peut s'apparenter à un phénomène de recouvrement des charges dans l'interrupteur S_2 . En effet, ce dernier applique momentanément une tension nulle aux bornes des deux interrupteurs. Le courant de court-circuit résultant est limité en pente par la valeur de l'inductance équivalente de ligne. Lorsque le courant inverse atteint une valeur limite, la tension commence à s'établir aux bornes de S_2 . Considérant le modèle de cellule proposé, ce dernier phénomène semble indépendant de la nature du composant mais résulte bien d'un effet dû à la présence d'éléments passifs inductifs et capacitifs.

3.1.2 Commutations automatisées dans la cellule

Le modèle tension-courant de la commutation automatique se distingue du modèle conventionnel par le fait qu'un état transitoire est considéré. L'apparition de ce troisième état impose la présence d'éléments passifs pour le contrôle des variations des grandeurs. La complémentarité entre le courant et la tension ainsi que le condensateur et l'inductance amènent à la déduction de l'allure d'une commutation automatique sur la détection d'un court-circuit dont la pente est limitée par deux inductances de ligne ou de snubber.

Modèle de la cellule de commutation automatique avec éléments passifs

Par définition, les mécanismes de commutation automatique incluent un état supplémentaire dans la cellule de commutation. Les interrupteurs sont tous deux enclenchés ou déclenchés pendant un temps de transition avant la détection de la situation non-conforme. Lorsque la cellule passe par l'ouverture de la source de courant, les interrupteurs se trouvent dans un état où le courant est partagé entre les condensateurs aux bornes des interrupteurs. De même, lorsque la cellule de commutation passe par le court-circuit de la source de tension, celle-ci se trouve dans un état où la tension est répartie aux bornes des inductances de ligne ou de snubber. Cet état transitoire

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

est illustré dans un modèle de représentation tension-courant, où la grandeur partagée se retrouve dans les mécanismes de commutation.

Le modèle analytique proposé à l'annexe A permet une déduction théorique des formes de commutation automatique à courant partagé, dans le cas de l'ouverture de la source de courant, et à tension partagée, dans le cas de la fermeture de la source de tension.

Transition à courant partagé

La figure 3.4 présente les deux mécanismes de commutation typiques en fonction de la polarité de la tension d'entrée lorsque la source de courant positive est mise en roue libre. L'interrupteur S_1 *initiant* est bloqué. L'état transitoire qui en résulte est détecté par l'interrupteur S_2 *concluant* qui est amorcé. Un mécanisme basé sur la détection du passage par zéro intervient lorsque les deux sources sont de même polarité. Autrement, lorsque celles-ci sont opposées, c'est le mécanisme basé sur la détection de seuils qui est sollicité.

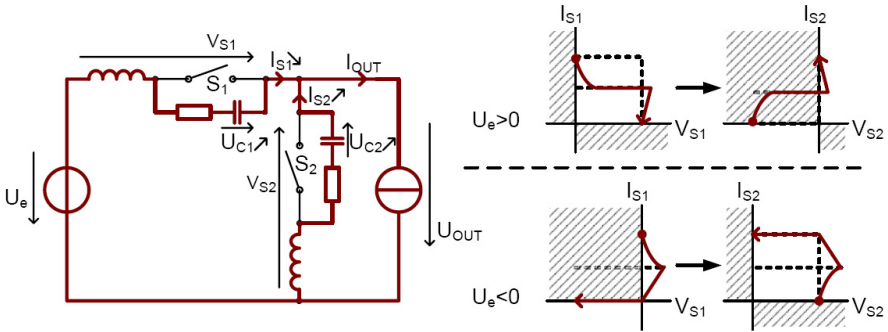


FIG. 3.4 – Enclenchement de la voie de roue libre en commutation automatique par ouverture de la source de courant

Visiblement, un mécanisme de commutation où intervient un passage par zéro est moins dissipatif qu'un mécanisme basé sur la détection de seuil. Non seulement la portion de quadrant dissipatif traversé

3.1. MODÈLES DE MÉCANISMES POUR LA COMMUTATION

par l'interrupteur est moindre, mais en plus l'interrupteur complémentaire libère une énergie capacitive qui est récupérée par l'interrupteur en instance de blocage.

Transition à tension partagée

La figure 3.5 illustre le modèle dual des mécanismes de commutation présentés à la figure 3.4. L'état transitoire avant la mise en route libre de la source de courant passe par la fermeture de la source de tension. L'interrupteur S_2 est cette fois-ci *initiant*. Son amorçage provoque l'extinction de l'interrupteur S_1 *concluant*. Lorsque les sources sont de même polarité, le mécanisme basé sur la détection de seuils est sollicité. Inversement, le mécanisme de détection de passages par zéro est sollicité lorsque les polarités des sources sont inversées.

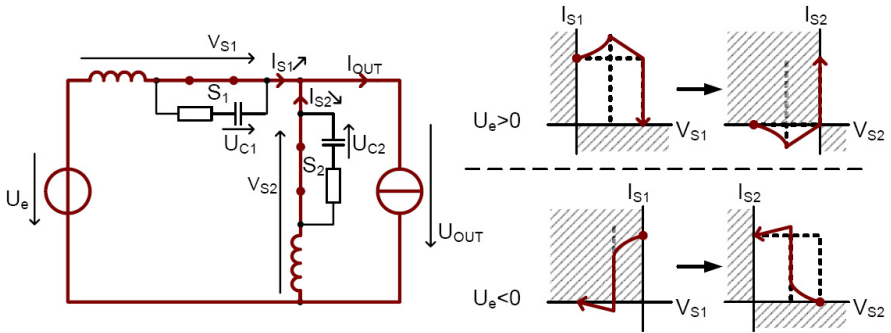


FIG. 3.5 – Enclenchement de la voie de roue libre en commutation automatique par fermeture de la source de tension

La remarque précédente sur les dissipations en commutation est formulée à nouveau pour le cas dual. L'interrupteur en blocage libère une énergie inductive qui est récupérée par l'interrupteur en amorçage lorsque les grandeurs évoluent vers un changement de polarité.

3.2 Synthèse de l'interrupteur bidirectionnel automatique

Quelle que soit la nature de l'interrupteur considéré, celui-ci aura des propriétés invariantes. Ses caractéristiques statiques et dynamiques sont indépendantes des éléments utilisés pour la composition de l'interrupteur. De ces considérations, la figure 3.6 introduit un nouveau symbole suggérant les propriétés d'automatisme et de bidirectionnalité de l'interrupteur actif.

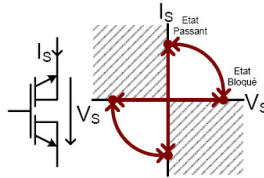


FIG. 3.6 – Caractéristiques statiques et dynamiques de l'interrupteur bidirectionnel idéal

Dans le cadre de ce travail, un interrupteur a été synthétisé à partir d'éléments transistors MOSFET. Une étude détaillée des mécanismes de commutation dans les interrupteurs est proposée avant de décrire l'implémentation d'une commande automatisée.

3.2.1 Composition de l'interrupteur bidirectionnel

La figure 3.7 présente les deux compositions d'interrupteurs bidirectionnels les plus classiques. Deux diodes et deux transistors actifs sont associés dans une composition série ou parallèle. La dissociation des deux signaux de commande de l'interrupteur permet de privilégier une direction pour la courant. Le fonctionnement de l'interrupteur est indépendant de la nature des transistors actifs implémentés.

3.2. SYNTHÈSE DE L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

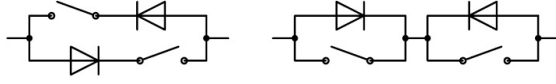


FIG. 3.7 – Compositions classiques d'interrupteurs bidirectionnels

Interrupteur à transistors MOS

L'implémentation de l'interrupteur bidirectionnel illustré par la figure 3.8 est réalisée par la combinaison de transistors MOS et de diodes. Un seul signal de commande intervient dans la commutation pour une émulation cohérente de l'interrupteur monolithique. En parallèle à chaque transistor, un snubber RC est placé pour contenir les oscillations dues aux commutations, notamment lors des blocages des diodes. Deux solutions différenciées par la nature des diodes sont étudiées. La première propose l'utilisation de la diode intrinsèque au transistor MOS et l'activation du canal en conduction inverse. L'autre propose l'adjonction de diodes performantes à substrats en carbure de Silicium (SiC). Des détails d'implémentation se trouvent à l'annexe B.1.

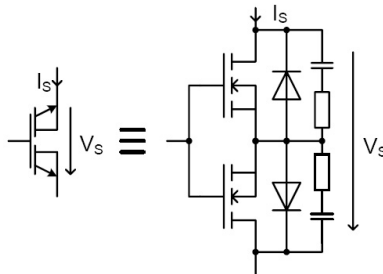


FIG. 3.8 – Composition d'un interrupteur bidirectionnel à un seul signal de commande

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

Caractéristiques et répartition des grandeurs

Considérant la conduction inverse dans le canal du transistor comme une diode idéalisée, les deux solutions proposées présentent une même répartition des grandeurs électriques. Pour un sens de courant donné, l'interrupteur est modélisé par un transistor en série avec une diode idéale. D'après l'illustration de la figure 3.9, l'élément bloquant est déterminé par le sens de la tension.

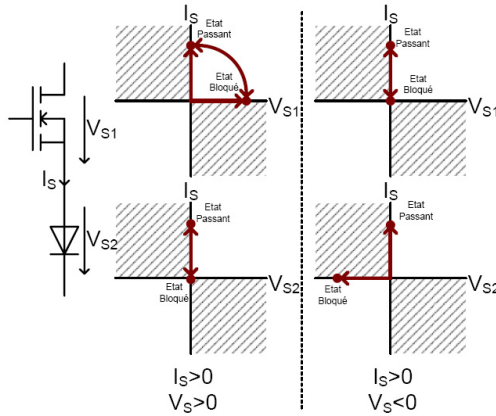


FIG. 3.9 – Répartition des grandeurs dans une direction de courant privilégiée de l'interrupteur bidirectionnel

Lorsque la tension de blocage est dans le sens inverse du courant de conduction, la diode supporte toute la tension. Un amorçage commandé du transistor fait d'abord chuter la tension aux bornes de la diode puis le courant s'établit au zéro de tension. Un blocage commandé fait apparaître un courant de reconversion des charges, car le blocage d'un courant non nul doit passer par une évacuation des charges porteuses. Ce dernier phénomène varie en intensité dépendamment du type de diode utilisée. Par contre, lorsque la tension de blocage est dans le même sens que le courant de conduction, l'élé-

ment supportant la totalité de la tension est le transistor. Le type de commutation dépend alors principalement du type d'interrupteur auquel il est associé dans la cellule de commutation.

3.2.2 Mécanismes de commutations

L'analyse des répartitions des grandeurs aux bornes des éléments constituant les interrupteurs synthétisés permet de déduire deux types de commutation. Ceux-ci sont différenciés par la polarité des grandeurs commutées, à savoir la tension de blocage et le courant de conduction. Lorsque les polarités sont opposées, la commutation est de type diode. La puissance vue par l'élément ne pouvant théoriquement pas être négative, l'établissement de l'une des grandeurs attend l'annulation de l'autre. Au contraire, lorsque les grandeurs sont de même polarité, l'état de l'interrupteur en commutation passe par un instant où les deux grandeurs sont positives, créant une dissipation dans l'élément.

Les deux situations sont étudiées en détail dans plusieurs cas de figure dans une cellule de commutation formée d'un interrupteur idéal et de l'interrupteur bidirectionnel synthétisé.

Mécanismes type diode

Les figures 3.10 et 3.11 présentent les mécanismes de commutation pour une situation où les grandeurs dans l'interrupteur bidirectionnel S_2 sont opposées. La première figure présente son enclenchement et la figure suivante son extinction.

La figure 3.10 présente la commutation entre la situation 1 où l'interrupteur S_2 bloque une tension négative et la situation 4 où S_2 conduit un courant positif. La polarité des grandeurs impose au courant I_{S_2} de s'établir après l'annulation de la tension V_{S_2} seulement. La situation 2 voit donc d'abord la commutation des tensions. Le condensateur de snubber se décharge à travers l'interrupteur S_2 enclenché pendant que la tension aux bornes de S_1 augmente. Une fois la tension annulée, le courant s'établit dans l'interrupteur, d'abord

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

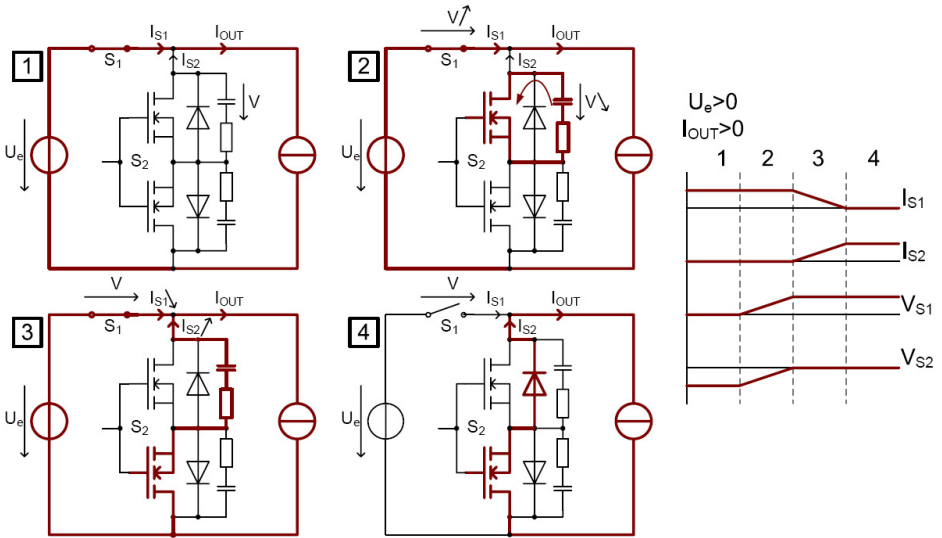


FIG. 3.10 – Mécanisme de commutation du courant entre S_1 et S_2 sur tension de source positive

à travers le snubber comme en situation 3, puis finalement à travers l'interrupteur.

La figure 3.11 présente la commutation entre la situation 1 où l'interrupteur S_2 conduit un courant positif et la situation 4 où S_2 bloque une tension négative. La polarité des grandeurs impose à la tension V_{S2} de s'établir après l'annulation du courant I_{S2} seulement. La situation 2 voit donc d'abord l'annulation du courant dans l'interrupteur S_2 et son passage par les valeurs négatives pour évacuer les charges accumulées. Ce courant est fourni par l'intermédiaire de l'interrupteur S_1 . En situation 3, la tension aux bornes de S_2 s'établit par le passage d'un courant négatif à travers son snubber. Finalement, la situation 4 est obtenue après la commutation des tensions.

3.2. SYNTHÈSE DE L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

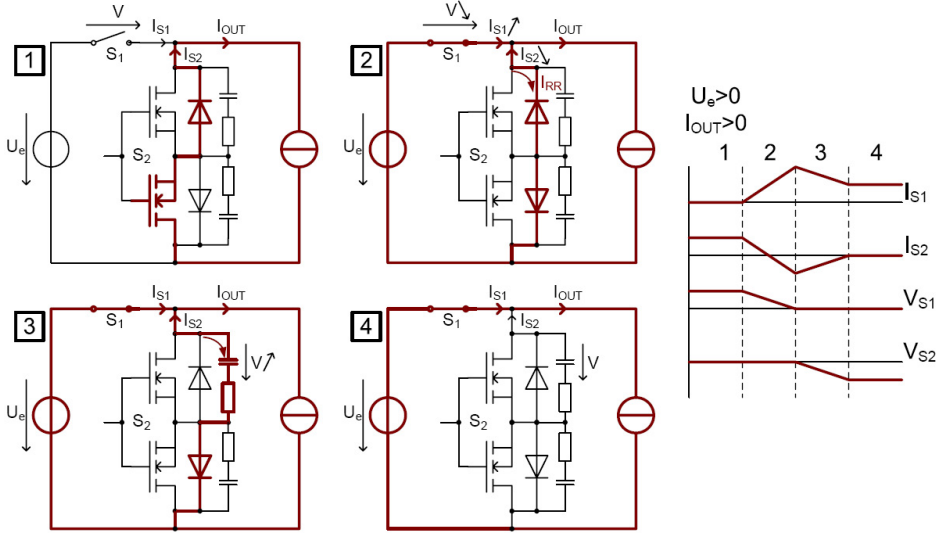


FIG. 3.11 – Mécanisme de commutation du courant entre S_2 et S_1 sur tension de source positive

Mécanismes type transistor

Les figures 3.12 et 3.13 présentent les mécanismes de commutation pour une situation où les grandeurs dans l'interrupteur bidirectionnel S_2 sont de même polarité. A nouveau, la première figure présente son enclenchement et la deuxième figure son extinction.

La figure 3.12 présente la commutation entre la situation 1 où S_2 bloque une tension positive et la situation 4 où S_2 conduit un courant positif. La situation 2 voit deux processus distincts se dérouler en même temps. L'établissement du courant I_{S2} se fait en même temps que l'annulation de la tension V_{S2} . En effet, la capacité de snubber aux bornes de S_2 se décharge à travers la résistance interne du transistor MOS enclenché, alors qu'en même temps, le courant de l'interrupteur S_2 augmente. Le transistor enclenché supporte la

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

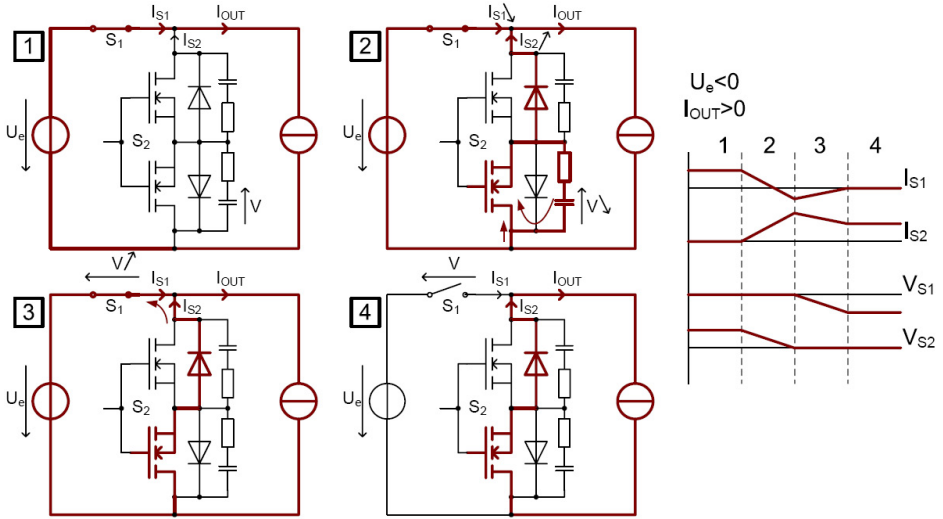


FIG. 3.12 – Mécanisme de commutation du courant entre S_1 et S_2 sur tension de source négative

somme de ces courants, plus encore un éventuel courant de reconversion des charges dû au blocage de l'interrupteur S_1 . En situation 3, la tension aux bornes de S_1 augmente. En même temps, le courant I_{S2} diminue jusqu'à la valeur de source, tout en fournissant un éventuel courant de snubber pour l'établissement de la tension V_{S1} .

La figure 3.13 présente la commutation entre la situation 1 où S_2 conduit un courant positif et la situation 4 où S_2 bloque une tension positive. La tension V_{S2} augmente en situation 2 alors qu'un courant I_{S2} à valeur de source traverse le snubber. La tension établie en situation 3, le courant I_{S2} traversant toujours le snubber, diminue en même temps que le courant I_{S1} s'établit.

3.2. SYNTHÈSE DE L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

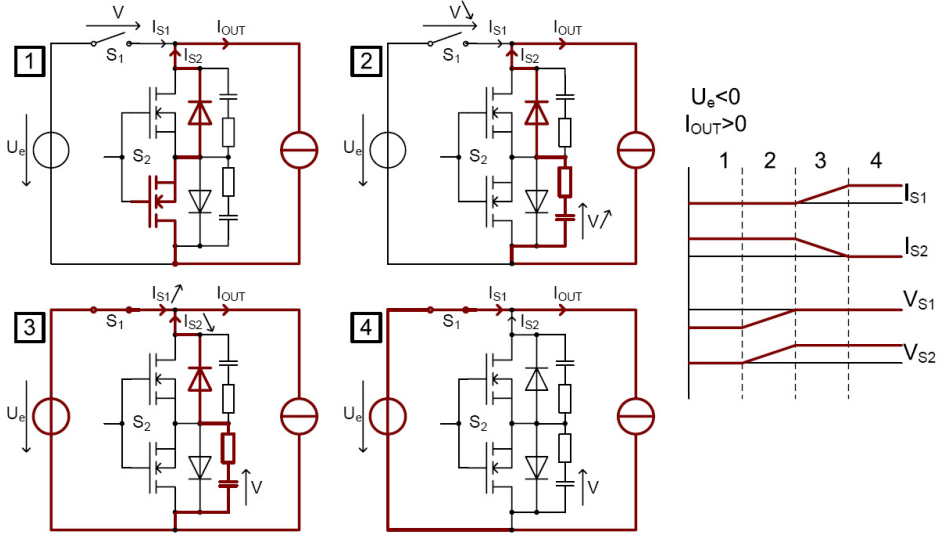


FIG. 3.13 – Mécanisme de commutation du courant entre S_2 et S_1 sur tension de source négative

3.2.3 Commande rapprochée

L'implémentation d'une commande pour l'application des principes de la commutation automatique est réalisée au plus près de la grille de commande de l'interrupteur bidirectionnel. L'approche adoptée consiste en la mesure des grandeurs par des éléments discrets et leur traitement par des éléments logiques. La suite de fonctions réalisées par le bloc de commande est conçue dans une perspective de simplicité afin d'optimiser le temps de réaction du système de détection complet. La commande automatique est implémentée de manière à réaliser n'importe quelle fonction commandée ou spontanée sur un interrupteur monolithique ou composé de plusieurs éléments.

La figure 3.14 décrit l'interrupteur et son système de commande dans son ensemble. La commande dépend de la mesure des grandeurs

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

aux bornes de l'élément de puissance ainsi que d'un ensemble de signaux venant d'un modulateur externe. La logique programmable de la commande permet la réalisation de fonctions permettant la synthèse de plusieurs types d'interrupteur.

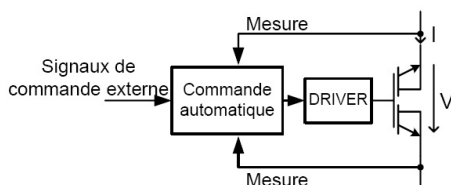


FIG. 3.14 – Principe d'action de la commande sur l'interrupteur

Le système de traitement des mesures fournit un signal d'ouverture ou de fermeture sur la détection d'une situation non-conforme. Celle-ci est due à un changement de polarité de l'une des grandeurs de mesure. Pour permettre l'anticipation des passages par zéro, une mesure basée sur la variation des grandeurs est ajoutée. Le détail du circuit de mesure est présenté à l'annexe B.2.1. Le circuit driver, pour la commande des éléments actifs, est commandé en fonction des résultats de la détection et d'un ensemble de signaux de commande venant du modulateur externe.

L'étage de décision logique consiste en une bascule dont l'état est modifié par une impulsion venant de la composition des signaux résultants de l'étage de traitement et de la commande externe. Sa sortie est directement reliée à l'étage driver. Une détection relative à la mesure du courant provoque l'ouverture de l'interrupteur de puissance, pour autant que le contrôleur externe autorise la commutation. De même, une détection relative à la variation de tension provoque, sur autorisation, la fermeture de celui-ci.

3.2. SYNTHÈSE DE L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

Fonctions de la commande rapprochée

La figure 3.15 illustre le fonctionnement de la partie logique de la commande rapprochée. Les signaux de détection issus de la mesure des grandeurs de puissance sont combinés de manière à réaliser la fonction de détection à implémenter. Le contrôleur externe contient les informations concernant les signaux à combiner ou à ignorer. Le changement d'état de la bascule n'est fait que sur autorisation du contrôleur externe. En fonction de l'état de l'interrupteur, le signal d'autorisation permet à la bascule de commuter aussitôt qu'une variation est détectée. Autrement, le contrôleur peut forcer la commutation en envoyant un signal de commande externe.

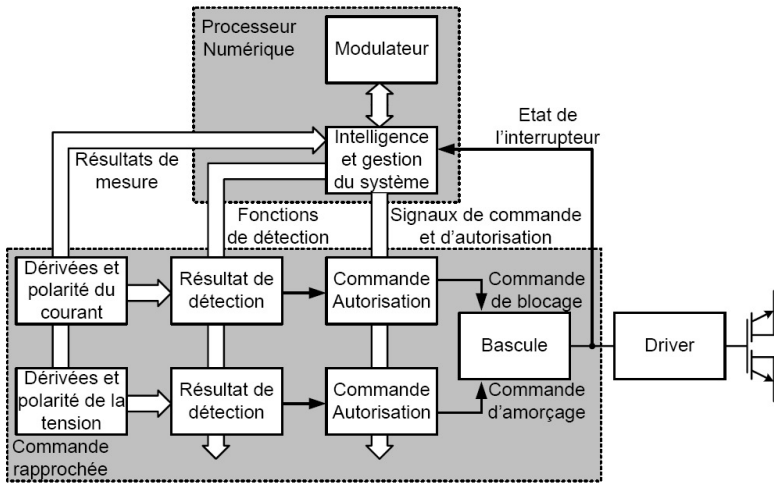


FIG. 3.15 – Logique du processus de détection jusqu'à la commande du driver

Les deux étages du système se distinguent par leur vitesse de réaction. En effet, la partie de commande rapprochée est conçue de manière à réagir au plus vite à la détection d'une situation non conforme.

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

Le processeur numérique contient une partie des fonctions de l'interrupteur automatique, dont l'autorisation à la commutation. Par contre, celui-ci réagit avec une constante de temps plus grande de par la nature de ses processeurs et de la propagation des signaux de communication. Le contrôleur externe prend part à une gestion plus globale des processus au sein de l'interrupteur.

Structure du contrôleur externe

La figure 3.16 présente la structure générale du contrôleur. La fonction principale de celui-ci est de traduire les commandes venant d'une interface externe en signaux logiques pour la gestion de la carte de détection. Le contrôleur possède aussi un modulateur pour la production de signaux de commande et un bloc de fonctions de machines d'états pour la gestion des fonctions de la détection automatique. Le détail de l'implémentation du contrôleur est proposé à l'annexe B.2.2

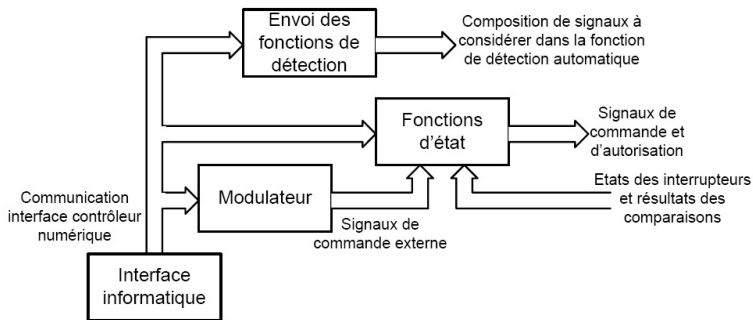


FIG. 3.16 – Structure du contrôleur externe

Les fonctions de détection concernent principalement la composition de signaux résultant des comparateurs pour la commande par détection automatique. Le choix des signaux dépend de la fonction à réaliser. Un bloc modulateur programmable produit des signaux de commande par rapport à la fonction de convertisseur à réaliser. Ceux-

3.2. SYNTHÈSE DE L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

ci traversent un bloc de fonctions d'état pour la gestion et l'envoi des signaux de commande et d'autorisation à la carte de détection.

Fonctions de la machine d'état

Les fonctions de la machine d'état, ou le cœur de la commande automatique, sont illustrées en figure 3.17. Les signaux de commande sont envoyés par un bloc qui dépend du résultat du modulateur et des réponses des fonctions d'autorisation. Elles-mêmes dépendent de l'état des interrupteurs et des fonctions spéciales implémentées par rapport à l'application à réaliser.

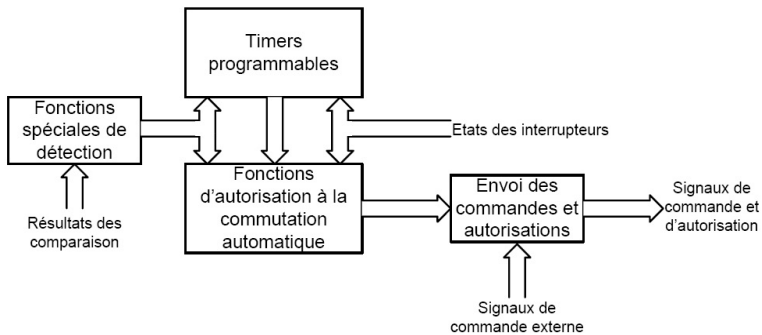


FIG. 3.17 – Fonctions réalisée par la machine d'état

Un bloc *Timer* contient des compteurs incrémentés par l'horloge du système. Sur un changement d'état de l'un des interrupteurs, un certain temps est écoulé durant lequel toute commutation due à la détection des variations des grandeurs est interdite. Une fois les états des interrupteurs stabilisés, les commutations automatiques sont autorisées. Dépendamment de la fonction de commutation à réaliser, les autorisations peuvent être activées pour la fermeture ou l'ouverture seulement. L'implémentation de fonctions d'interrupteur plus complexes est réalisée par un bloc de fonctions spéciales qui génère les

signaux de commande et d'autorisation nécessaires.

3.3 Réalisation

L'interrupteur de puissance et le système de détection sont implémentés sur circuit imprimé avec des éléments discrets. Le circuit de détection est composé d'éléments analogiques rapides, mais pour un développement futur, une réalisation intégrée du driver est à envisager. Les fonctions de modulation sont effectuées par une carte à processeurs prévue pour ce type d'application. Par la suite, le fonctionnement de chaque étage de l'interrupteur complet est testé pour un fonctionnement nominal de 1kVA ou pour un courant de 5A et une tension de 200V.

3.3.1 Implémentation

La figure 3.18 présente un schéma de l'implémentation du prototype du convertisseur en demi-pont à interrupteurs bidirectionnels automatiques complet.

La partie puissance interface une source de tension alternative ou continue avec une charge RL constituant la source de courant. Sur une carte figurent les interrupteurs de puissance et leur dissipateur. Les snubbers et les drivers sont implémentés au plus près de ceux-ci. Un connecteur permet de brancher la carte de détection, constituée d'éléments discrets rapides. Sur celle-ci, un autre connecteur permet la communication avec le modulateur externe. La figure 3.19 illustre la réalisation complète du convertisseur.

La carte *DV4 DSP Board* produite par *Microdev Sarl* permet de réaliser les fonctions de contrôle externe nécessaires au fonctionnement de l'interrupteur. Un DSP appelle un processeur FPGA où figurent toutes les fonctions d'état décrites.

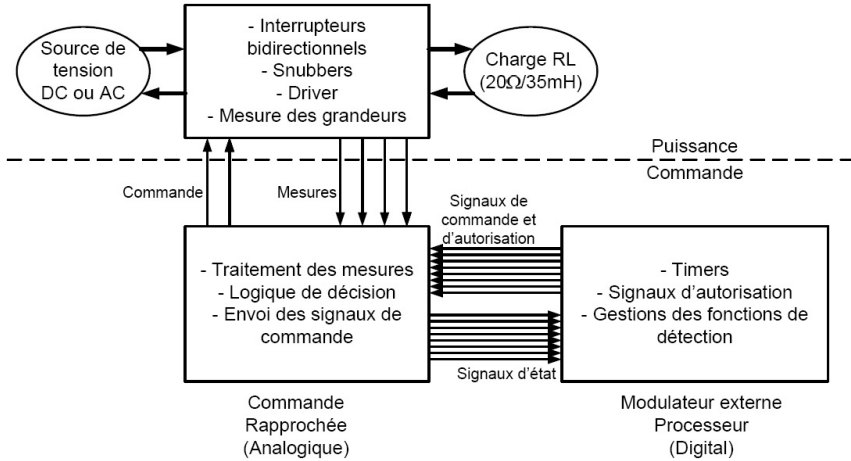


FIG. 3.18 – Réalisation du convertisseur à interrupteurs automatiques

Choix des composants de puissance

L'interrupteur est réalisé avec des transistors de modèle *IRFP21N60L* de *International Rectifier* pouvant tenir une tension de 600V et faire circuler un courant de 35A. Les diodes SiC Schottky de modèle *SDT12S60* réalisées par *SiCED* ont des valeurs nominales similaires.

La commande des interrupteurs est produite par une carte à processeur DSP et FPGA. Elle fournit des fonctions de modulation PWM à rapport cyclique programmable. Le signal logique est amplifié par un driver *TC4422* de *Microchip* capable de fournir des pics de courant de 9A, nécessaires à la charge des grilles des transistors.

Les drivers sont référencés par rapport à la source des transistors. L'alimentation de ceux-ci sont fait par deux circuits convertisseurs à sortie flottante *Traco* fournissant un niveau de +12V et de -5V. Lors du blocage du transistor, le driver applique une tension négative à la grille de celui-ci pour permettre une meilleure évacuation de ses charges et éviter ainsi tout réenclenchement.

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

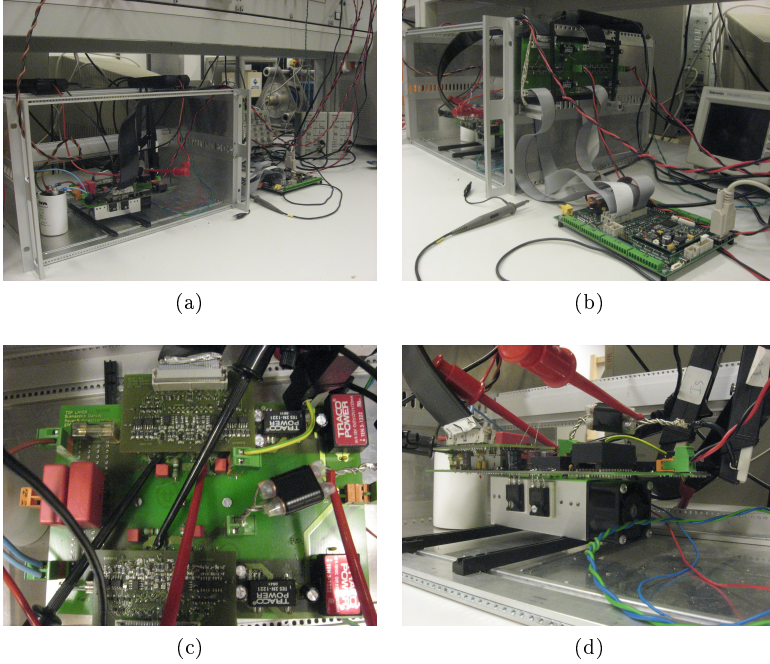


FIG. 3.19 – Montage expérimental (a), interface de commande (b), circuit de puissance et commande rapprochée (c) et Interrupteurs (d)

Circuits Snubber

Le circuit snubber est dimensionné selon des critères énergétiques. Une estimation de la valeur des inductances de lignes du circuit et des composants est établie par la mesure de la fréquence des oscillations générées lors des commutations et de la valeur des capacités de sortie du transistor MOS choisi. De la relation 3.1, la valeur des inductances parasites est donnée par la relation 3.2 en fonction de la fréquence d'oscillation mesurée et de la valeur de capacité de $C_{MOS} = 1nF$.

$$f_{CO} = \frac{1}{\sqrt{L_\sigma C_{MOS}}} = 16MHz \quad (3.1)$$

$$L_\sigma = 5\mu H \quad (3.2)$$

Par les valeurs de l'inductance L_σ et les grandeurs de source nominales, les valeurs idéales des éléments du snubber sont obtenues par les relations 3.3 et 3.4.

$$C_{base} = \frac{L_\sigma I_{OUT}^2}{V_{IN}^2} = 3.1nF \quad (3.3)$$

$$R_{base} = \frac{V_{IN}}{I_{OUT}} = 40\Omega \quad (3.4)$$

Finalement, les valeurs choisies sont, $R_S = 40\Omega$ et $C_S = 4.7nF$. La puissance dissipée par les snubbers est obtenue par la relation 3.5 pour une valeur de fréquence de commutation f_{COMM} de 3kHz. Cette valeur reste négligeable par rapport aux puissances nominales.

$$P_{Snubber} = 2\frac{1}{2}C_S V_{IN}^2 f_{COMM} = 564mW \quad (3.5)$$

La valeur de l'inductance L_S du snubber inductif est déterminée en fonction de la valeur du condensateur de snubber C_S par la même relation 3.3. Celle-ci est de l'ordre de grandeur de l'inductance de ligne L_σ . Pour l'implémentation, une valeur $L_S = \frac{1}{3}L_\sigma$ est choisie.

Système de détection

Les éléments faisant partie du système de détection sont choisis selon un critère de rapidité principalement. Les amplificateurs opérationnels sont de modèle *OPA847* et les comparateurs sont des *TLV3501*, les deux de chez *Burr-Brown (TI)*. Les additions et les multiplications logiques sont réalisées par des portes *SN74LVC1G32* et *SN74LVC1G08* de chez *Texas Instruments*, et les inversions par

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

des *74HC1G04* du même constructeur. La bascule SR est de modèle *NL17SZ74* de *ON Semiconductor*. La communication entre la carte de détection et la carte à DSP et FPGA est réalisée par des éléments *HCPL090J* de *Avago Technologies* pour permettre leur isolation galvanique.

3.3.2 Comportement des grandeurs dans les interrupteurs

Les deux cellules de commutation sont implémentées et soumises à une tension d'entrée U_e continue de 200V afin d'obtenir un courant de sortie I_{OUT} moyen de 5A. Les commutations sont toutes commandées par le contrôleur externe de manière synchrone. Une description détaillée incluant une analyse des courants de snubber et de transistor est faite pour valider les mécanismes de commutation décrits en section 3.2.2. Par la suite, l'effet bénéfique d'un snubber inductif est démontré et une comparaison entre les deux solutions de composition d'interrupteurs décrites précédemment est proposée.

Interrupteurs à transistors MOS

La figure 3.20 montre en détail le comportement des grandeurs aux bornes des deux interrupteurs lorsque S_1 est bloqué et S_2 enclenché, autrement dit quand la source de courant de sortie passe en roue libre. Le mécanisme montre d'abord une phase de commutation des tensions, suivie d'une phase de commutation des courants. Pendant la commutation des tensions, un pic de courant est observé. Celui-ci vient de la charge et décharge des condensateurs de snubber.

Le détail des courants dans chacun des interrupteurs est montré en figure 3.21. Le transistor de l'interrupteur S_1 est bloqué dès le début du processus de commutation. Tout le courant I_{S1} passe à travers le snubber. Pendant la commutation des tensions, le courant I_{MOS2} à travers le transistor de S_2 est négatif, car le condensateur de snubber se décharge à travers la résistance interne $R_{DS(on)}$ de l'interrupteur. Pendant la commutation des courants, I_{S2} passe à travers la diode intrinsèque du transistor MOS de S_2 .

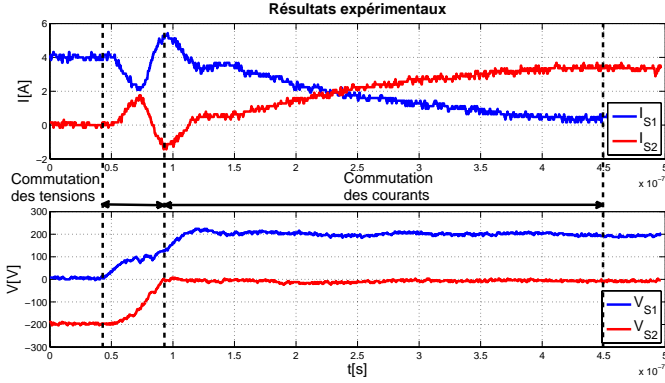


FIG. 3.20 – Courants et tensions aux bornes des interrupteurs lors de l'enclenchement de S_2

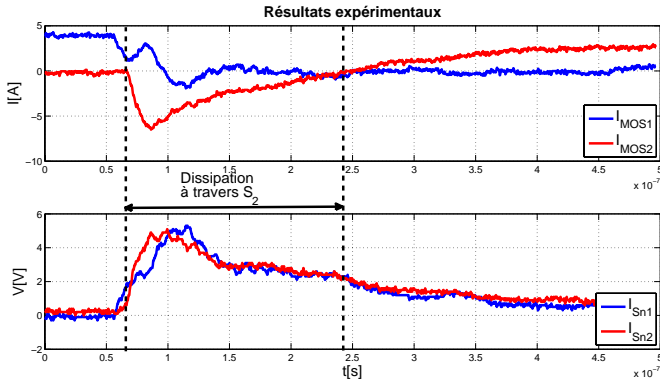


FIG. 3.21 – Courants de transistor et de snubber lors de l'enclenchement de S_2

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

Une représentation courant-tension de la commutation est proposée par la figure 3.22. Les résultats expérimentaux concordent avec le modèle présenté en début de chapitre. L'interrupteur S_2 traverse le quadrant à puissance négative. Cette énergie *produite* vient de l'énergie capacitive du snubber qui se libère par l'enclenchement de l'interrupteur S_2 . De même, l'excursion de l'interrupteur S_1 dans le quadrant dissipatif vient de la charge de son condensateur de snubber.

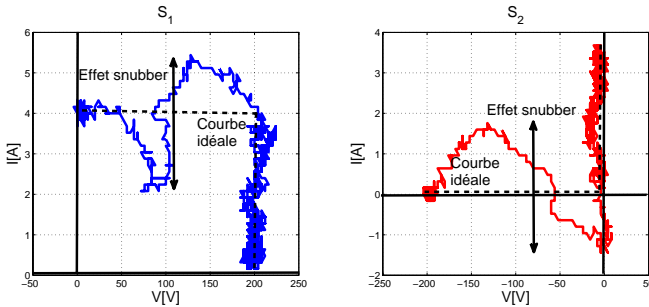


FIG. 3.22 – Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs lors de l'enclenchement de S_2

La figure 3.23 montre en détail le comportement des grandeurs aux bornes des deux interrupteurs lorsque S_2 est déclenché. La commutation commence par une phase de commutation des courants incluant une phase de recouvrement des charges. L'interrupteur S_2 voit un courant I_{S2} négatif le temps de l'évacuation des porteurs de sa diode intrinsèque. Pendant la commutation des courants, les deux tensions V_{S1} et V_{S2} aux bornes de chacun des interrupteurs sont nulles, car une situation de court-circuit apparaît pour l'évacuation des charges de S_2 . Après la phase de recouvrement, la tension de blocage s'établit aux bornes de S_2 .

Le détail des courants dans chacun des interrupteurs est montré en figure 3.24. Le courant à travers le transistor de S_2 s'annule immédiatement après le phénomène de recouvrement des charges de sa

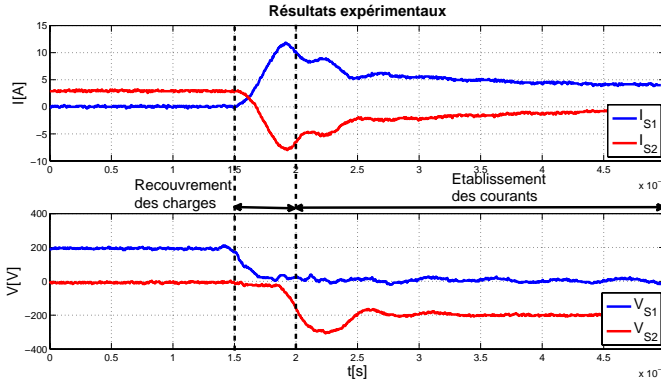


FIG. 3.23 – Courants et tensions aux bornes des interrupteurs lors du déclenchement de S_2

diode intrinsèque. Après, la totalité du courant I_{S2} observé passe à travers le snubber. Le courant I_{MOS1} à travers le transistor de l'interrupteur S_1 est une composition incluant le courant de décharge du snubber, le courant de recouvrement de S_2 ainsi que le courant de source. Sa valeur de pic atteint 15A, ou trois fois la valeur du courant de source.

Une représentation courant-tension de la commutation est proposée par la figure 3.25. Le mécanisme de S_2 est très proche de la prévision du modèle présenté en début de chapitre. Un courant de court-circuit traverse la valeur nulle et atteint un pic de valeur négative. Comme décrit dans le phénomène de recouvrements des charges, le quadrant négatif est ensuite traversé jusqu'à établissement de la tension. La commutation de S_1 est moins dissipative que ce que prévoit le théorie. En effet, la traversée du quadrant dissipatif n'est pas faite à tension nominale car l'interrupteur enclenché est à tension nulle. De plus, l'effet du recouvrement de charge est accompagné d'un court-circuit des interrupteurs.

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

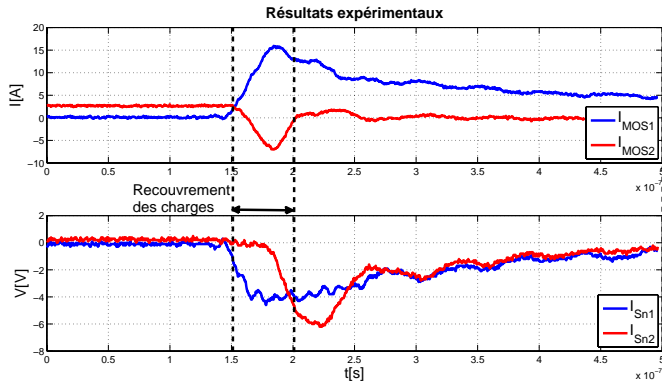


FIG. 3.24 – Courants de transistor et de snubber lors du déclenchement de S_2

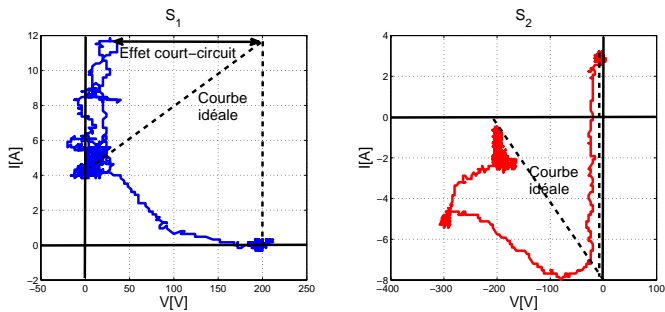


FIG. 3.25 – Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs lors du déclenchement de S_2

Effet du snubber inductif dans la commutation

Le même convertisseur est expérimenté avec une inductance L_S placée en série avec chaque interrupteur afin de permettre l'observa-

tion des commutations en présence d'un snubber inductif et capacitif. La figure 3.26 présente le comportement des grandeurs aux bornes des deux interrupteurs lors de l'enclenchement de la voie de roue libre.

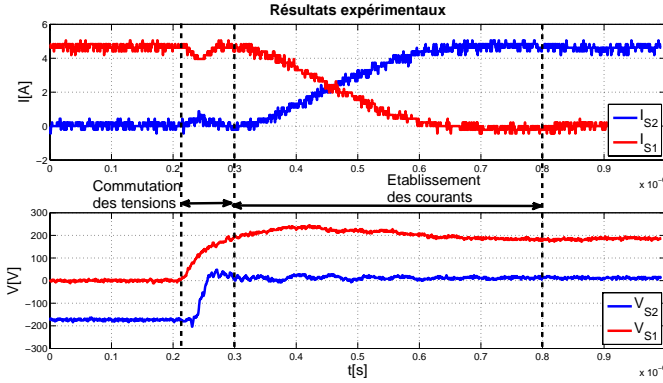


FIG. 3.26 – Courants et tensions aux bornes des interrupteurs avec snubber inductif lors de l'enclenchement de S_2

La commutation des tensions reste imperturbée par la présence du snubber et se déroule même plus rapidement. Le pic de courant pour la charge et décharge des condensateurs a disparu par la présence d'une valeur d'inductance série. De plus, la commutation des courants est bien plus rapide que dans la solution précédente. Une représentation tension-courant du processus est proposée à la figure 3.27. Celle-ci montre une dynamique très proche des comportements idéaux prévus par la théorie exposée au début du chapitre.

La figure 3.28 présente le comportement des grandeurs aux bornes des interrupteurs lors du blocage de la roue libre. Le phénomène de recouvrement des charges atteint un pic moins important par le fait que lorsque les interrupteurs sont tous deux en court-circuit, la pente de courant est limitée par une valeur inductive plus importante.

Une représentation tension-courant du processus est proposée à

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

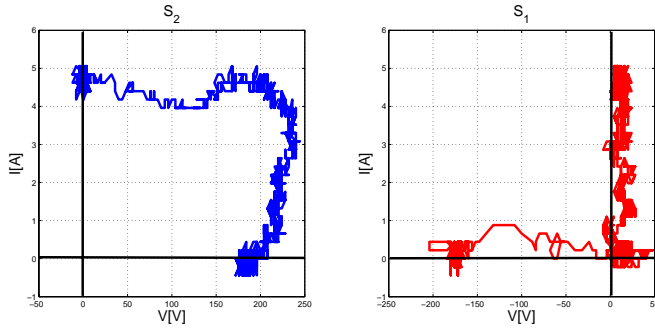


FIG. 3.27 – Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs avec snubber inductif lors de l'enclenchement de S_2

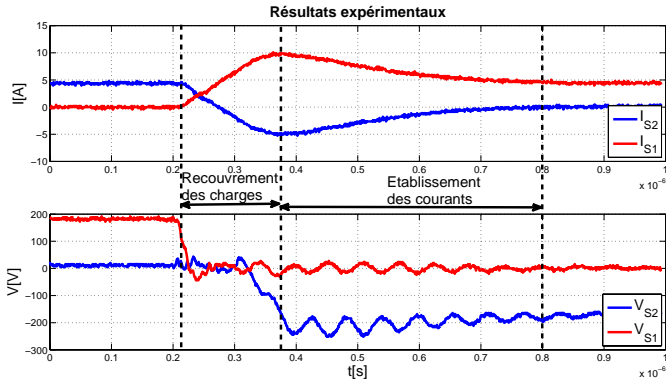


FIG. 3.28 – Courants et tensions aux bornes des interrupteurs avec snubber inductif lors du déclenchement de S_2

la figure 3.29. Celle-ci montre une dynamique où l'interrupteur S_1

ne dissipe pas d'énergie. Par contre, la dynamique des grandeurs aux bornes de S_2 montre que le phénomène de recouvrement est dissipatif sans pour autant que le bilan d'énergie théorique ne soit modifié.

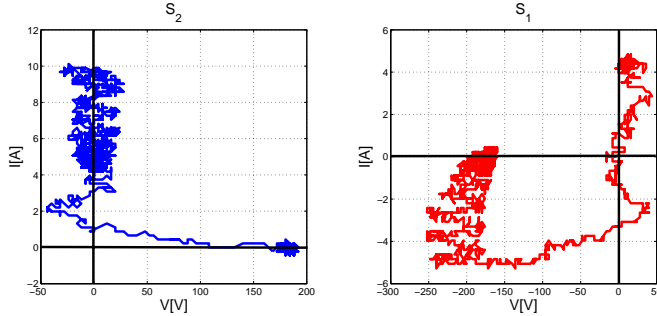


FIG. 3.29 – Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs avec snubber inductif lors du déclenchement de S_2

La commutation des courants présente des formes lisses sans la moindre perturbation. Par contre, la commutation des tensions voit une oscillation de l'ordre du MHz correspondant à la mise en oscillation des deux éléments L_S et C_S du snubber.

Comparaison des phénomènes de recouvrement entre une diode SiC et une diode intrinsèque de transistor MOS

Les mesures faites avec le montage à transistors MOS incluant des diodes SiC en anti-parallèle montrent des comportements similaires aux courbes présentées précédemment. Par contre, les expériences montrent plus de phénomènes parasites inductifs et capacitifs. L'ajout de composants performants ne compense pas les éléments parasites dus à la composition d'éléments discrets. Seuls des composants monolithiques MOS à substrat en carbure de silicium peuvent améliorer les performances des interrupteurs conçus. Ceux-ci ne sont pas encore

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

disponibles sur le marché, contrairement aux diodes à substrat SiC.

Une nouvelle expérience est faite pour comparer les phénomènes de reconversion des charges entre un interrupteur bidirectionnel formé de transistors MOS et une simple diode SiC en place de roue libre. La comparaison expérimentale est illustrée en figure 3.30. Très clairement, le temps de recouvrement des charges est environ trois fois moins long que dans une diode conventionnelle de transistor MOS. Aussi, le pic de courant négatif atteint une valeur quatre fois moindre que celle atteinte par la diode conventionnelle.

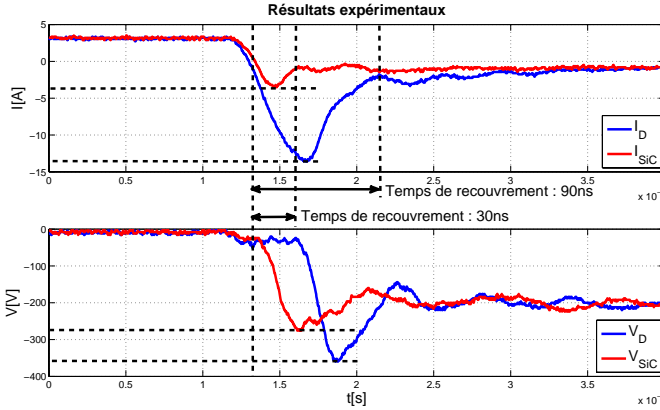


FIG. 3.30 – Comparaison des phénomènes de reconversion dans une diode intrinsèque à un transistor MOS et dans une diode SiC simple

3.3.3 Réponse de la carte de détection

Le système complet, incluant le convertisseur de puissance et la carte de détection, est commandé par un signal rectangulaire de rapport cyclique constant. La source de tension d'entrée est alternative pour permettre d'observer tous les cas de polarité différents. La ré-

ponse des filtres et de la logique de détection est examinée en détail. Le temps de réaction du système entier doit être suffisamment court pour permettre aux interrupteurs de commuter sans dégât sur la détection d'une situation non conforme. Les niveaux des signaux logiques traités par la carte de détection sont situés entre -5V et 0V en référence à l'alimentation des drivers de puissance.

Polarité des grandeurs de puissance

La figure 3.31 montre le courant I_S et la tension V_S mesurés aux bornes de S_1 ainsi que le résultat de comparaison pour la polarité des grandeurs. Lorsque l'interrupteur est enclenché, le courant I_S provoque une chute de tension aux bornes de la résistance de conduction $R_{DS(on)}$. Le comparateur de la carte de détection indique une polarité positive par un signal logique haut, et inversement pour une polarité négative. Lorsque l'interrupteur est bloqué, le résultat de comparaison indique la polarité de la tension V_S aux bornes de l'interrupteur.

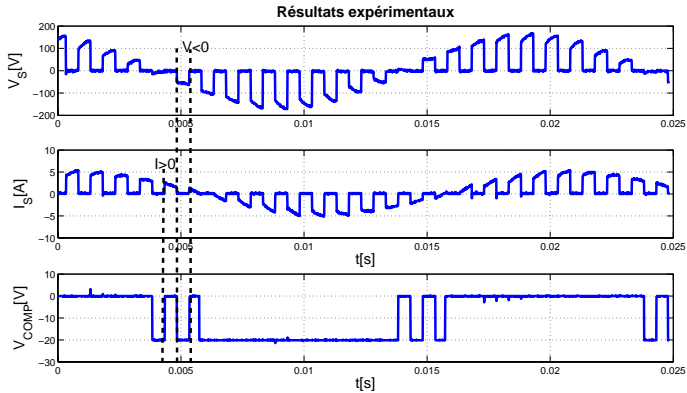


FIG. 3.31 – Mesure de la polarité des grandeurs de puissance par la carte de détection

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

Le résultat de la comparaison contient deux informations suivant l'état de l'interrupteur. Celle-ci est traitée par le contrôleur en fonction de cet état. Lorsque les polarités des grandeurs sont opposées, l'interrupteur fonctionne en mode diode.

Réaction de la logique de détection

La vitesse de réaction du système est étudiée. Un signal V_{COMM} est généré et se propage sous la forme de la tension de grille V_{GS} , la tension V_S aux bornes de l'interrupteur. La réaction du contrôleur est mesurée par le délai de propagation entre le signal V_{COMM} et le signal d'autorisation V_{CTRL} . La figure 3.32 illustre les deux signaux et les deux tensions décrites lors d'une commutation. Le temps de propagation entre le signal de commande et la tension de grille du transistor est de 100ns environ. L'établissement de la tension V_S est plus rapide que la réaction du système de contrôle, qui met environ 50ns de plus. Le signal d'autorisation doit être synchronisé avec les signaux de commande générés par le contrôleur externe, sans quoi des commutations non désirées peuvent survenir durant les 50ns où les commutations sont encore autorisées.

3.4 Résumé

Un modèle classique de représentation tension-courant des mécanismes de commutation ne considère pas les composants passifs dans la cellule. Dans la commutation automatique où un état de transition est pris en compte, les composants passifs prennent un rôle déterminant dans la variation des grandeurs de source.

La représentation dans un espace tension-courant des grandeurs mesurées aux bornes de l'interrupteur permet de montrer l'effet des snubbers dans les mécanismes de commutation, et de valider les modèles présentés. Là où le passage dans le quadrant à puissance négative est théoriquement interdit, l'expérience montre que les snubbers libèrent une énergie dans les mécanismes de commutation. Celle-ci

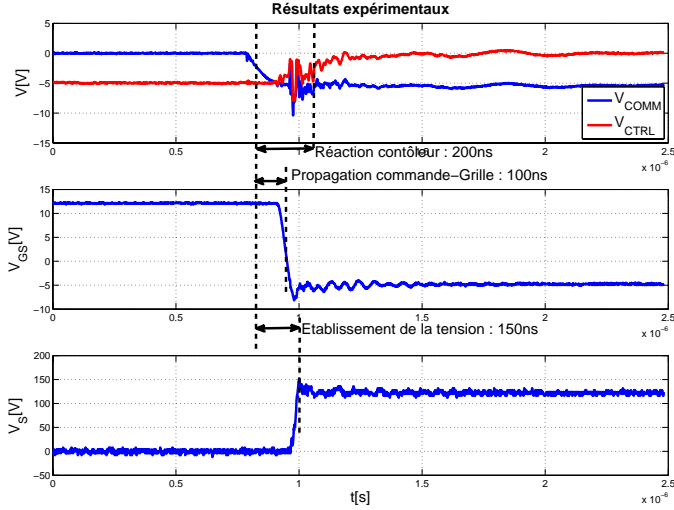


FIG. 3.32 – Détails sur la réaction du système de détection

est récupérée par le condensateur de l'interrupteur complémentaire ou dissipée dans les résistances de conduction.

L'implémentation d'un interrupteur bidirectionnel en utilisant des transistors MOSFETs en anti-série est étudiée en détail. L'évolution des grandeurs dans l'interrupteur composé pour tous les types de mécanisme de commutation est décrite. Une commande rapprochée permettant des commutations automatisées est implémentée avec des éléments discrets au plus près de l'interrupteur bidirectionnel. La mesure des changements de polarité est réalisée par un comparateur logique placé aux bornes de la résistance de conduction de l'interrupteur. Cette façon de procéder permet une détection à un seuil très proche du zéro réel.

Le système de détection a deux étages, distingués par leur vitesse de réaction. La mesure des grandeurs et la logique de décision consti-

3. L'INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL AUTOMATIQUE

tuent la commande rapprochée. Un modulateur externe fournit les signaux de commande et d'autorisation à la commutation. Celui-ci ne dépend pas de la contrainte en vitesse de réaction nécessaire à la commande rapprochée. Les vitesses de réaction mesurées limitent la dynamique de la variation des grandeurs pour une détection efficace à quelques centaines de nanosecondes.

Chapitre 4

Méthodes de commande et contrôle des commutations

Les principes de commutation automatique décrits au chapitre 2 sont expérimentés par le biais du circuit de commande rapprochée proposé au chapitre 3. La fonction de diode est testée dans un régime quasi-statique, avec un convertisseur à pont redresseur simple, ainsi que dans un régime dynamique, avec un simple convertisseur Buck à diode de roue libre. De la fonction de commutation spontanée de la diode, tous les autres comportements spontanés d'interrupteurs de puissance sont déduits. Il sera vu que le système de détection a des limitations en vitesse qui ne permettent pas encore l'implémentation d'une commande automatisée pour remplacer une diode par un interrupteur bidirectionnel au comportement de diode synthétique. Néanmoins, les résultats obtenus permettent d'ouvrir les portes vers de nouvelles perspectives dans la commande automatisée d'interrupteurs de puissance.

4.1 Fonctions de la diode automatique

Les interrupteurs bidirectionnels automatiques sont implémentés de manière à obtenir un fonctionnement entièrement autonome sur un seul quadrant. Comme la diode classique, la tension de blocage est toujours négative, sans quoi l'interrupteur s'enclenche. De même, le courant de conduction est toujours positif, sans quoi l'interrupteur s'éteint. Le système de détection proposé au chapitre 3 est mis en route pour apprécier ses performances en régime lent ou quasi statique ainsi qu'en régime dynamique pour la détection de courts-circuits notamment.

4.1.1 Convertisseur en demi-pont redresseur

L'application la plus simple faisant apparaître un fonctionnement de diode est le convertisseur redresseur. Celui-ci est présenté par la figure 4.1. Le convertisseur interface une source de tension alternative en entrée avec une source de courant continu. L'interrupteur S_1 assure l'échange d'énergie lorsque la tension de source est positive. Lorsque celle-ci est négative, l'interrupteur S_2 assure une voie de roue libre pour la source de courant. Les commutations sont toutes spontanées et dépendent uniquement de la polarité de la source de tension.

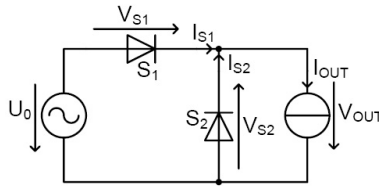


FIG. 4.1 – Convertisseur demi-pont redresseur

La figure 4.2 illustre le comportement des grandeurs dans les interrupteurs S_1 et S_2 . Les tensions V_{S1} et V_{S2} sont toujours négatives ou nulles en conduction. Le courant passant à travers les interrupteurs

ne peut qu'être positif.

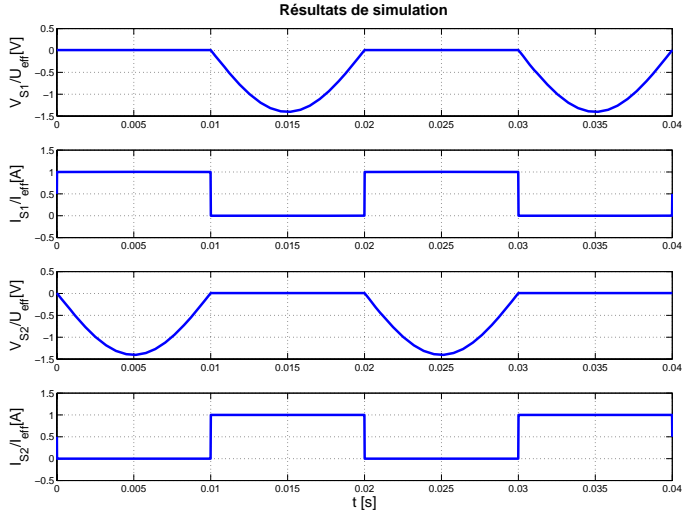


FIG. 4.2 – Courants et tensions dans les interrupteurs

Demi-pont redresseur automatique

Le fonctionnement du demi-pont redresseur automatique est décrit en figure 4.3. Les deux interrupteurs sont entièrement automatiques et autonomes. Sur détection d'une polarité de tension positive, l'interrupteur est enclenché. De même, sur détection de polarité de courant négative, l'interrupteur est déclenché. Les chemins de commutation sont illustrés pour l'enclenchement automatique de S_1 résultant du déclenchement automatique de S_2 .

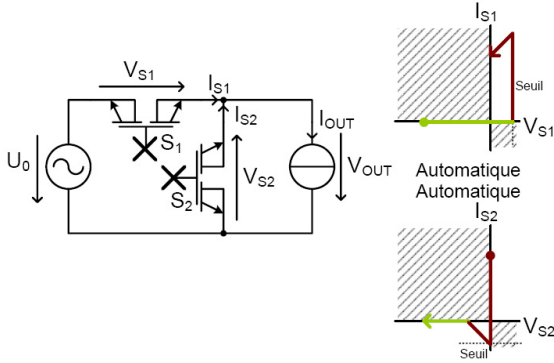


FIG. 4.3 – Convertisseur demi-pont redresseur automatique

Fonctions automatiques du redresseur à diode simple

La figure 4.4 illustre une implémentation de la diode automatique. Les paramètres des fonctions de détection sont envoyés par le contrôleur à la commande rapprochée. L'enclenchement de l'interrupteur automatique est induit par une mesure positive de la polarité de la tension à ses bornes. Le blocage de l'interrupteur est induit par la détection d'une polarité négative du courant le traversant. Le phénomène de changement de signe de la tension de source est lent et dépend de la fréquence de la source.

La valeur logique de la bascule est déterminée par les deux systèmes de commande à l'ouverture ou à la fermeture. Ceux-ci envoient un signal de commande résultant d'un signal de détection par la commande rapprochée pour autant que la commutation soit autorisée par le contrôleur. Après un changement d'état de la bascule, un compteur est mis en route durant lequel les commutations ne sont pas autorisées. De cette manière, les défauts de commutation dus par exemple à un réenclenchement sont évités.

4.1. FONCTIONS DE LA DIODE AUTOMATIQUE

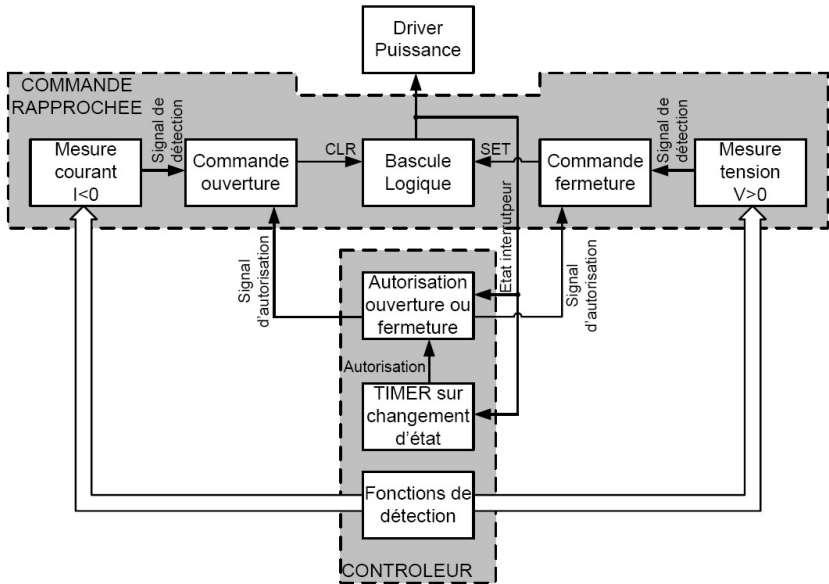


FIG. 4.4 – Implémentation de la fonction de redresseur automatique

Résultats expérimentaux

Le pont redresseur à interrupteurs automatiques est mis en route avec une source de tension de 200V crête et une charge inductive RL de 20Ω pour $35mH$. La figure 4.5 présente les grandeurs d'entrée et de sortie, à savoir les courants I_{IN} et I_{OUT} ainsi que les tensions U_{IN} et U_{OUT} . Les interrupteurs automatiques sont implémentés avec des détections simples des polarités des grandeurs à leurs bornes.

Deux phases se distinguent l'une d'elles en fonction de la polarité de la tension d'entrée. La phase d'échange d'énergie entre la source et la charge est suivie d'une phase de roue libre où l'interrupteur S_1 ne conduit plus. Lorsque la voie de courant est ouverte, sa variation rapide provoque une oscillation de tension au niveau de l'inductance de ligne de la source d'entrée. Une capacité de filtrage est nécessaire

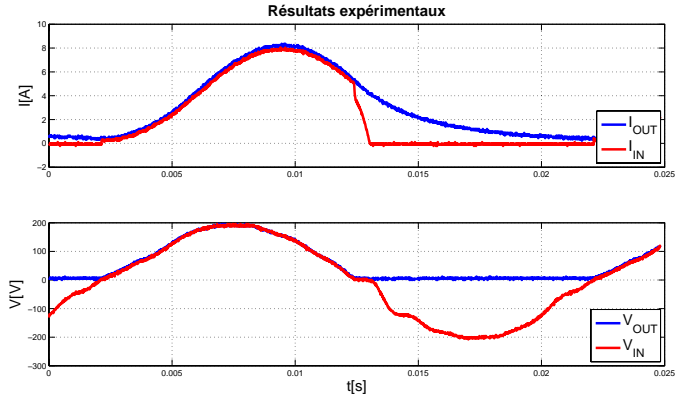


FIG. 4.5 – Grandeurs d'entrée et de sortie du pont redresseur automatique

en entrée pour contenir l'oscillation provoquée. Son dimensionnement est proposé par l'annexe D.

Grandeurs dans les interrupteurs : Les grandeurs dans les interrupteurs sont représentées par la figure 4.6. Les tensions observées sont toutes strictement négatives et les courants observés sont tous strictement positifs. A l'enclenchement de la phase de roue libre, la commutation entre le courant I_{S1} et I_{S2} est lente. En effet, les deux interrupteurs passent par un instant de court-circuit où la tension de source est presque nulle.

Une représentation courant-tension des grandeurs dans les interrupteurs est proposée en figure 4.7. Sur une échelle de temps de l'ordre de la période de la source d'entrée, les deux interrupteurs ont des comportements de diodes idéales.

Passages par zéro : Le détail du passage par zéro de la source de tension est présenté à la figure 4.8. La phase de court-circuit est mise

4.1. FONCTIONS DE LA DIODE AUTOMATIQUE

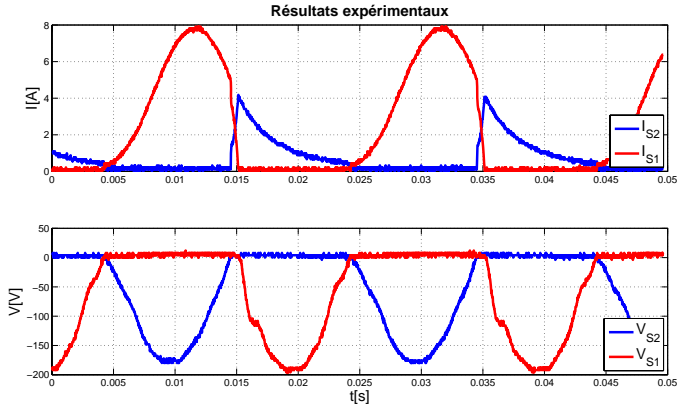


FIG. 4.6 – Courants et tensions dans les interrupteurs

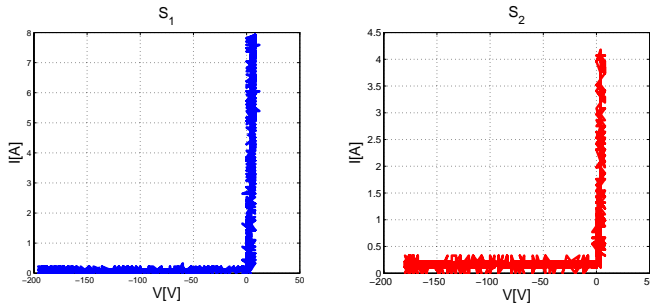


FIG. 4.7 – Représentation courant-tension des grandeurs dans les interrupteurs

en évidence par les valeurs presque nulles des deux tensions V_{S1} et V_{S2} lors de la commutation des courants. La forme des deux courants I_{S1} et I_{S2} possède deux courbures signifiant le passage par zéro de

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

la tension de source. Le temps de commutation est suffisamment lent pour permettre au système de détection de réagir instantanément.

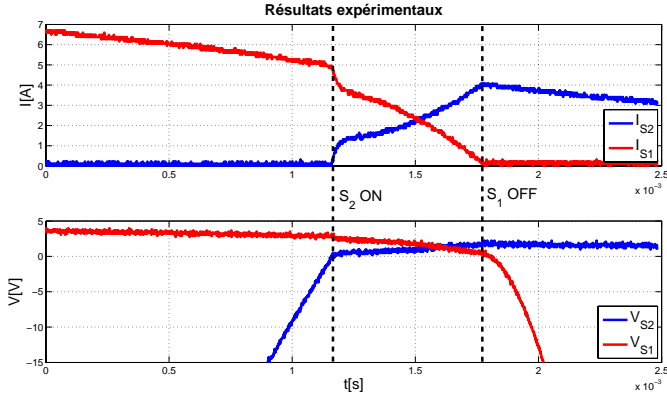


FIG. 4.8 – Commutation des courants et tensions dans les interrupteurs

Une représentation courant-tension du détail de la commutation est proposée en figure 4.9. Un comportement de diode est à nouveau obtenu si ce n'est qu'une résistance de conduction apparaît. Sa valeur de 0.6Ω est composée des valeurs des résistances de conduction R_{DSON} des transistors ainsi que des résistances de mesures.

4.1.2 Élément de voie de roue libre

Pour apprécier les performances de la diode automatique en régime dynamique, le convertisseur Buck pulsé de la figure 4.10 est proposé. Celui-ci est composé d'un interrupteur S_1 actif et d'une diode S_2 pour permettre la roue libre de la source de courant. Deux phases sont distinguées par l'échange d'énergie entre les sources et leur isolation. L'enclenchement de S_1 applique une tension négative aux bornes de la diode qui a pour effet son blocage. De même, l'extinction de S_1

4.1. FONCTIONS DE LA DIODE AUTOMATIQUE

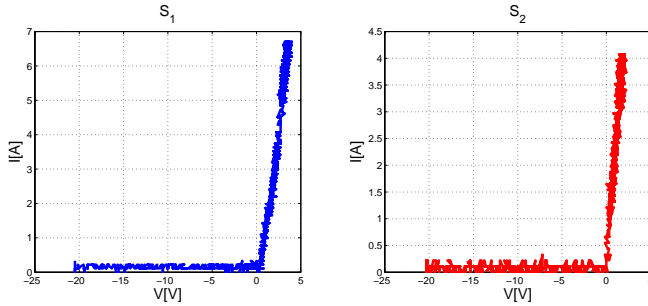


FIG. 4.9 – Représentation courant-tension du détail des commutations

enclenche spontanément la diode S_2 pour permettre au courant de source de circuler.

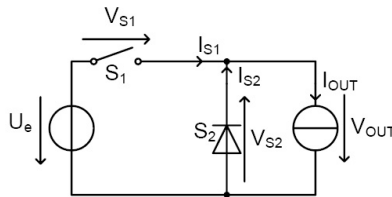


FIG. 4.10 – Convertisseur DC/DC Buck à voie de roue libre

Voie de roue libre unidirectionnelle automatique

La figure 4.11 présente le convertisseur Buck avec un interrupteur automatique dont le fonctionnement est entièrement autonome en place de la diode de roue libre S_2 . Le blocage commandé de l'interrupteur S_1 coupe la voie de courant de la source. La tension négative aux bornes de l'interrupteur S_2 augmente jusqu'au passage par zéro

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

de même que la tension aux bornes de S_1 . Lorsqu'une valeur positive est atteinte, l'interrupteur S_2 est enclenché. Autrement, l'amorçage commandé de S_1 provoque le court-circuit de la source de tension. Ce courant s'oppose au courant de source dans l'interrupteur S_2 qui voit son courant diminuer jusqu'au passage par zéro et son blocage automatique.

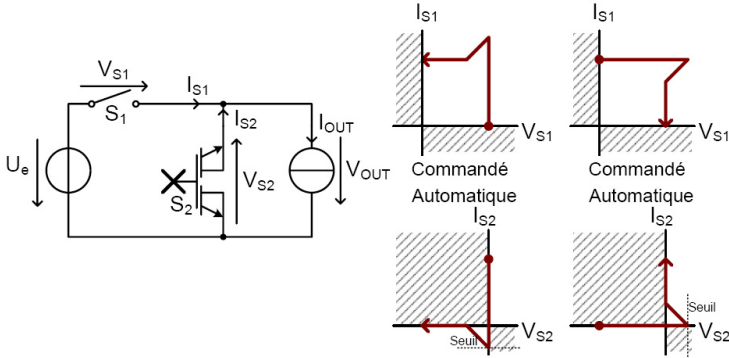


FIG. 4.11 – Convertisseur DC/DC Buck à voie de roue libre automatique

Les phénomènes transitoires lors des commutations sont dynamiques en opposition avec les phénomènes statiques décrits précédemment. En effet, les commutations sont à tensions et courants non nuls et les phénomènes transitoires se situent dans une plage temporelle beaucoup plus courte. Pour permettre une détection rapide, le système de mesure inclut la dérivation des variations de grandeur afin de tenter l'anticipation des passages par zéro.

Fonctions automatiques de la roue libre unidirectionnelle

La figure 4.12 présente une implémentation de la diode automatique de roue libre. Comme précédemment, les paramètres des fonctions de détection et les signaux d'autorisations à la commutation

4.1. FONCTIONS DE LA DIODE AUTOMATIQUE

sont envoyés par le contrôleur à la commande rapprochée. L'enclenchement de l'interrupteur est induit par la détection d'une polarité positive de la tension à ses bornes ainsi que par la détection de flancs rapides signifiant l'ouverture d'une voie de courant. De même, le blocage de l'interrupteur est induit par une détection de polarité négative du courant le traversant ainsi que par la mesure de flancs de courant rapides signifiant la mise en court-circuit de la source de tension.

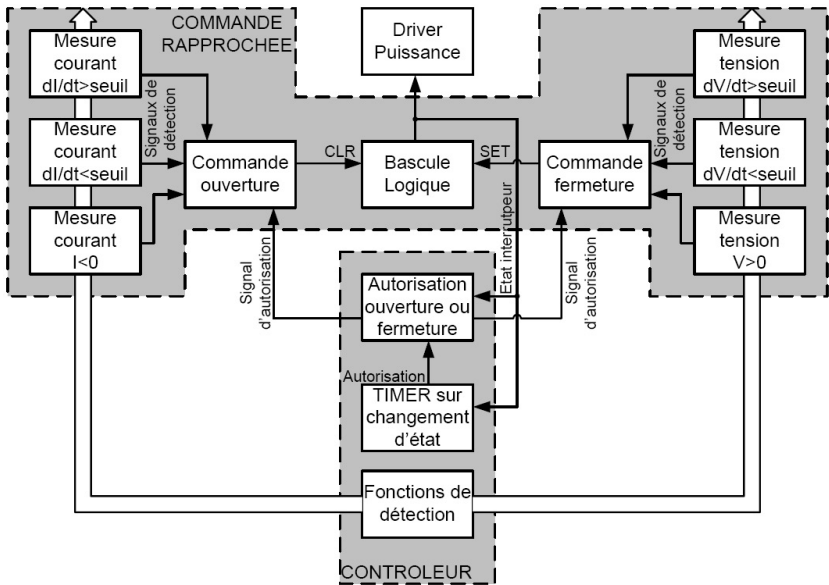


FIG. 4.12 – Implémentation de la fonction de la voie de roue libre automatique

A nouveau, la valeur logique de la bascule est déterminée par les deux systèmes de commande à l'ouverture ou à la fermeture. Les signaux de détection induisent la commutation de l'interrupteur pour autant que la commutation soit autorisée par le contrôleur.

Résultats expérimentaux

Dans un premier temps, le convertisseur Buck à voie de roue libre automatique est mis en route pour une tension d'entrée $U_E = 30V$ et un courant de sortie $I_{OUT} = 1A$ dans un cas où l'interrupteur S_2 est commandé uniquement par la détection des passages par zéro de la tension et du courant. La figure 4.13 représente les grandeurs aux bornes des interrupteurs S_1 et S_2 .

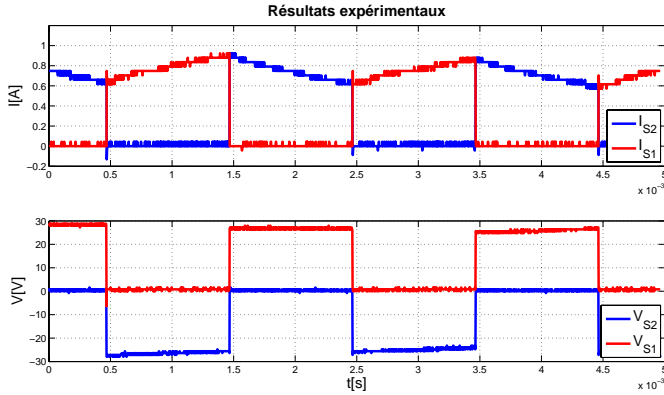


FIG. 4.13 – Courants et tensions dans les interrupteurs

Dans un deuxième temps, l'utilisation de la commande automatique par détection de flancs de grandeurs ainsi que l'insertion d'un snubber inductif permet d'appliquer une tension d'entrée $U_E = 200V$ pour un courant de sortie $I_{OUT} = 5A$.

Détection du passage par zéro de la tension : Le détail des commutations pour une tension d'entrée $U_E = 30V$ lors du blocage de S_1 est présenté par la figure 4.14. Aucun interrupteur ne conduit pendant que les deux tension V_{S1} et V_{S2} augmentent. Le temps de réaction t_{react} du système de détection du changement de polarité

pour la tension V_{S2} est d'environ 100ns. Avant l'enclenchement, la tension V_{S2} fait une excursion d'environ 10V dans la polarité positive.

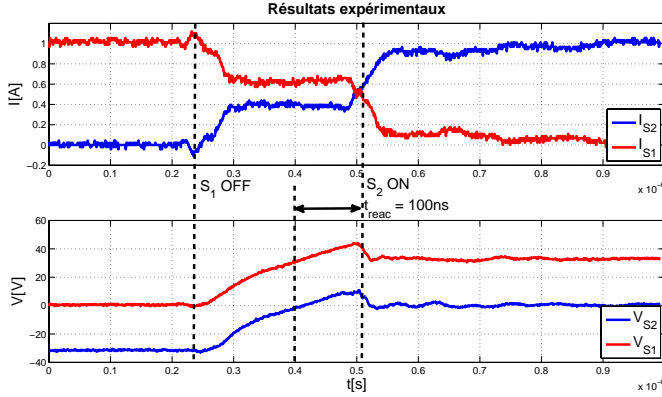


FIG. 4.14 – Détail de la commutation sur détection du passage par zéro de la tension

Pendant la commutation, les deux courants I_{S1} et I_{S2} ont une valeur d'environ 0.5A. Il s'agit du courant prélevé par la source de sortie dans les circuits snubber des interrupteurs. Ce courant a pour effet de charger la capacité du snubber de S_1 et de décharger la capacité du snubber de S_2 . Les snubbers ont aussi pour effet de ralentir la surtension provoquée par l'ouverture des deux interrupteurs.

Une représentation courant-tension de la commutation par détection du passage par zéro de la tension est proposée à la figure 4.15. Les formes obtenues confirment le modèle présenté au début du chapitre 3. La variation des tensions n'est pas à courants nuls. L'interrupteur S_2 libère l'énergie contenue dans sa capacité de snubber qui est absorbée par l'interrupteur S_1 .

Détection du passage par zéro du courant : Le détail des commutations pour une tension d'entrée $U_E = 30\text{V}$ lors de l'amorçage

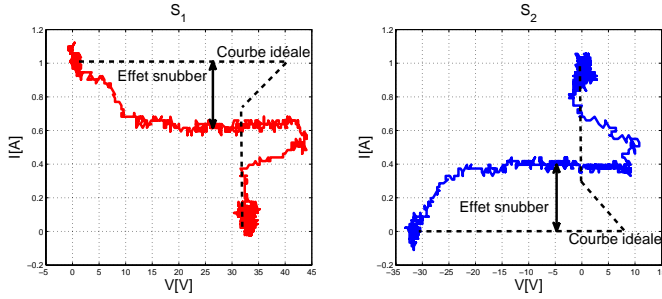


FIG. 4.15 – Représentation courant-tension du détail des commutations

de S_1 est présenté dans la figure 4.16. Le système de détection du passage par zéro du courant a un temps de réaction t_{reac} d'environ 250ns. Le court-circuit provoqué par l'état fermé des deux interrupteurs S_1 et S_2 atteint un pic de 15A environ. Après la détection, l'ouverture de la voie de courant I_{S2} provoque un pic de surtension d'environ 140V.

A la différence de la tension, dont la variation est freinée par les snubbers capacitifs, la variation de courant n'a pas de snubber inductif pour limiter son ascension. Le système de détection du changement de polarité du courant est moins rapide que celui de la tension. En effet, la mesure du courant I_{S2} est effectuée par la mesure de la tension aux bornes des résistances de conduction $R_{DS(on)}$ de l'interrupteur dont l'amplitude est plus petite que les tensions de blocage.

Détection de variations de grandeurs : La détection par la mesure des variations des grandeurs est expérimentée dans le même convertisseur. Cette dernière permet d'appliquer une tension d'entrée $U_E = 200V$ pour un courant de sortie nominal $I_{OUT} = 5A$. La figure 4.17 présente le détail de la commutation par la détection de la variation de la tension V_{S2} .

4.1. FONCTIONS DE LA DIODE AUTOMATIQUE

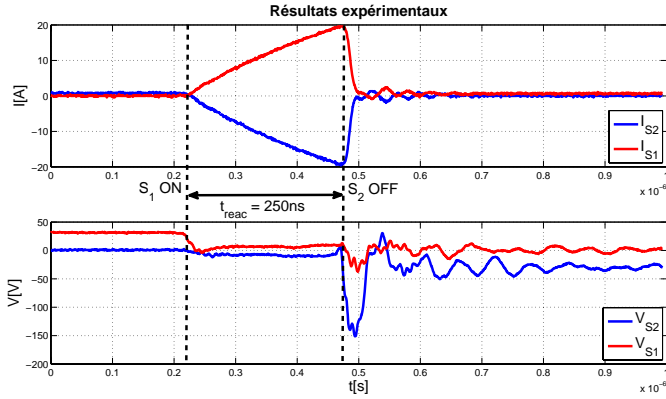


FIG. 4.16 – Détail de la commutation sur détection du passage par zéro du courant

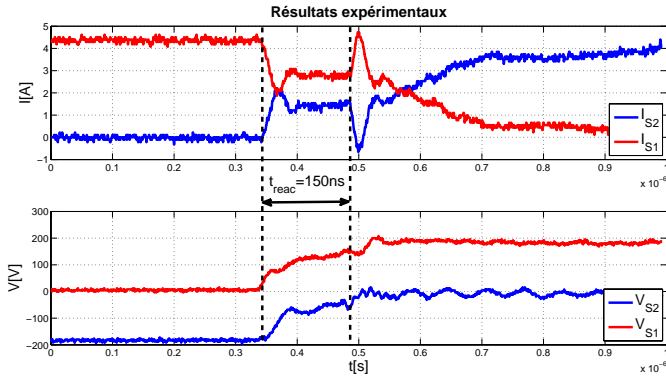


FIG. 4.17 – Détail de la commutation sur détection de variations de la tension

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

Le temps de réaction du système est plus long de 50ns par rapport au type de détection précédent. Par contre, le résultat de détection montre que les circuits de dérivation interviennent avant même le changement de polarité de la tension. Au moment où la commande intervient, il apparaît un pic de courant pour la charge et la décharge des condensateurs de snubber.

Effet du snubber inductif sur la commutation : Une inductance $L_S = 1.5\mu H$ est ajouté en série avec chaque interrupteur pour permettre de limiter la variation du courant de court-circuit. La figure 4.18 illustre le modèle de la cellule de commutation avec les éléments snubbers pour permettre la détection automatique.

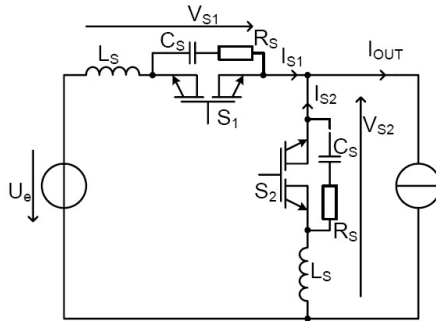


FIG. 4.18 – Convertisseur demi-pont redresseur

L'ajout du snubber inductif permet d'effectuer une détection de court-circuit à une tension d'entrée $U_E = 200V$ pour un courant de sortie nominal $I_{OUT} = 5A$. La figure 4.19 illustre les grandeurs aux bornes des interrupteurs avec leurs éléments passifs respectifs. Bien que la pente de variation soit diminuée par l'inductance, le pic de courant atteint néanmoins une valeur de 13A avant de s'établir dès la détection de la situation non conforme.

Une oscillation de tension de l'ordre du MHz apparaît aux bornes des interrupteurs lors de la commutation des courants. Celle-ci cor-

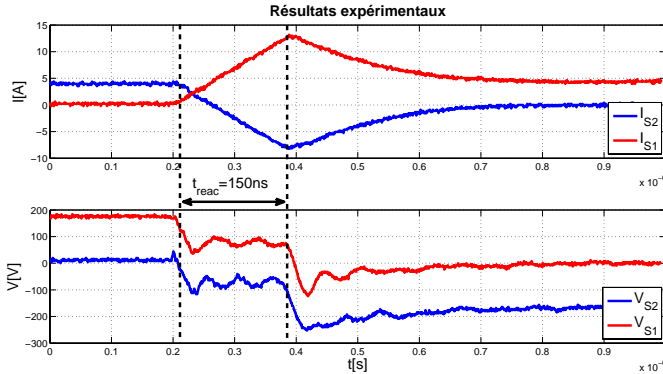


FIG. 4.19 – Détail de la commutation sur court-circuit avec snubber inductif

respond à la mise en résonance des deux éléments passifs de snubber, à savoir l'inductance L_s et le condensateur C_S . Celle-ci est atténuée après quelques centaines de nanosecondes. L'ajout d'une résistance permet une meilleure atténuation contre une dissipation plus importante du snubber entier.

Une représentation tension-courant de la commutation est proposée à la figure 4.20. Les résultats montrent une libération d'énergie inductive avant le changement de polarité. Comme prévu par la théorie présentée au chapitre 3, la tension est partagée entre les deux inductances de snubber. Après la détection, les grandeurs s'établissent selon le même schéma décrivant une commutation de type recouvrement des charges.

La figure 4.21 présente la commutation automatique basée sur la détection de circuits-ouverts en présence du snubber inductif. En comparaison avec la figure 4.17, le temps de commutation et la variation des tensions restent inchangés. Par contre, le pic de courant observé lors de l'enclenchement anticipé, avant le changement de polarité, présente une valeur nettement atténuée.

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

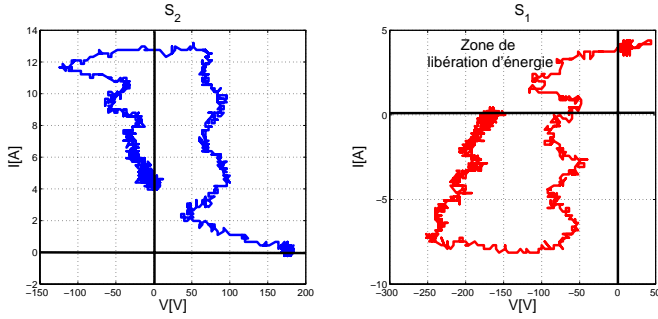


FIG. 4.20 – Représentation tension-courant de la commutation sur court-circuit avec snubber inductif

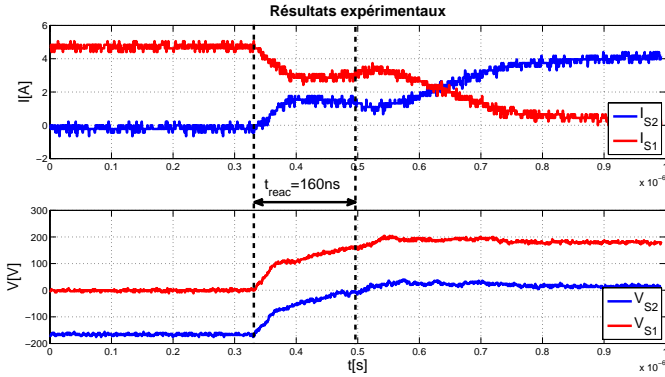


FIG. 4.21 – Détail de la commutation par circuit ouvert avec snubber inductif

Une représentation tension-courant de la commutation est proposée à la figure 4.22. Celle-ci démontre la validité du modèle théorique présenté au début du chapitre 3.

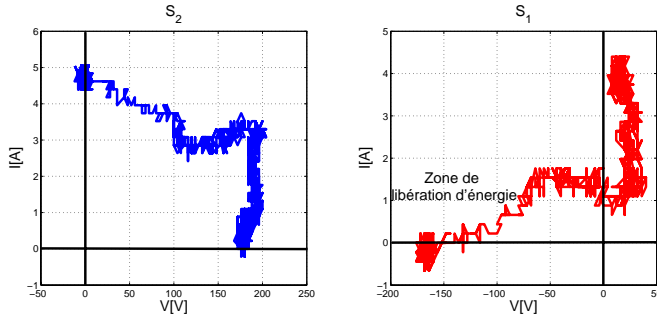


FIG. 4.22 – Représentation tension-courant de la commutation sur circuit ouvert avec snubber inductif

4.1.3 Synthèse des résultats expérimentaux et perspectives

Le système proposé pour l'implémentation des mécanismes de commutations automatiques montre des résultats satisfaisants et conformes aux prévisions théoriques quand à la détection de circuits-ouverts. La présence de condensateurs de snubber freine la commutation des tensions pour permettre à la détection basée sur la mesure des variations de grandeurs d'agir en anticipant le changement de polarité. Par contre, il apparaît des limitations en vitesse quand à la détection des courts-circuits. Bien que l'utilisation d'un snubber inductif permette un meilleur contrôle de la variation du courant, celle-ci reste encore trop rapide par rapport au temps de réaction du système.

Les résultats expérimentaux ne sont pas complètement concluants mais constituent néanmoins un pas vers une solution pour l'implémentation des principes de commutation automatisée décrits au chapitre 2. Les systèmes testés sont constitués de circuits à éléments discrets. Malgré les performances en vitesse des éléments faisant partie des systèmes de détection, des temps de retard dans la communication entre éléments sont inévitables.

Analyse des temps de détection

Le temps de réaction du système entier, de l'ordre de 150ns, est constitué à parts égales d'un temps de propagation du signal dans les éléments analogiques et logiques, d'un temps de réaction du driver de puissance et d'un temps dû à la commutation dans le composant de puissance. Ce dernier est indépendant de la commande rapprochée et constitue une constante du système. Par contre, l'intégration des circuits de détection avec le driver de puissance permettra une diminution du délai de propagation des signaux. De plus, ce dernier pourra constituer une variable déterminée selon des paramètres externes afin d'obtenir un délai programmable.

Dimensionnement des éléments passifs

Les éléments passifs ajoutés artificiellement sous la forme de circuits snubbers sont dimensionnés selon des critères énergétiques en fonction des inductances de ligne et des valeurs de sources. Si le temps de détection apparaît comme une constante du système, les snubbers peuvent être dimensionnés en fonction de ce temps afin de permettre la commutation au moment même du changement de polarité des grandeurs.

4.2 Synthèse d'interrupteur à commutations spontanées

Avec un outil de détection de la polarité des grandeurs ainsi que de la variation des grandeurs, la synthèse de comportements spontanés existants et nouveaux devient possible. Le comportement spontané de la diode elle-même est massivement utilisé dans la conversion de puissance de plusieurs manières que ce soit dans la mise en place de voies de roue libre notamment. Une fonction de thyristor, élément de moins en moins utilisé, peut être implémentée pour permettre une émulation hardware de systèmes de haute-puissance.

4.2.1 Convertisseur à roue libre bidirectionnelle automatique

Le principe de commutation automatique peut être appliqué à un nouveau concept de diode de roue libre bidirectionnelle. Un interrupteur bidirectionnel implémenté avec les principes de détection des passages par zéro et de flancs de variations des grandeurs à ses bornes peut adopter un fonctionnement de diode dans tous les cas de polarités possibles. Le circuit convertisseur Buck vu précédemment est adapté pour la roue libre bidirectionnelle en utilisant des sources alternatives. La commande prend alors en compte la polarité de la grandeur de source mesurée pour décider de l'action sur l'état de l'interrupteur.

Convertisseur AC/AC Buck classique

La figure 4.23 représente une cellule de commutation à interrupteurs bidirectionnels. La tension alternative de la source en entrée est découpée par un modulateur à signal rectangulaire à fréquence plus élevée. La valeur efficace de la tension de sortie est définie par la multiplication de la valeur en entrée par le rapport cyclique du modulateur.

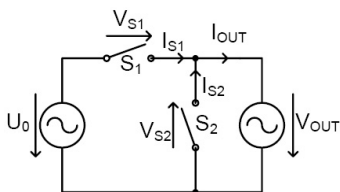


FIG. 4.23 – Convertisseur AC/AC Buck

Les grandeurs dans les interrupteurs sont représentées en figure 4.24. Les tensions et courants sont commutés en fonction du modulateur.

Il existe quatre cas de fonctionnement dépendants du sens des grandeurs et du déphasage entre les sources [47]. Les types de com-

4.2. SYNTHÈSE D'INTERRUPTEUR À COMMUTATIONS SPONTANÉES

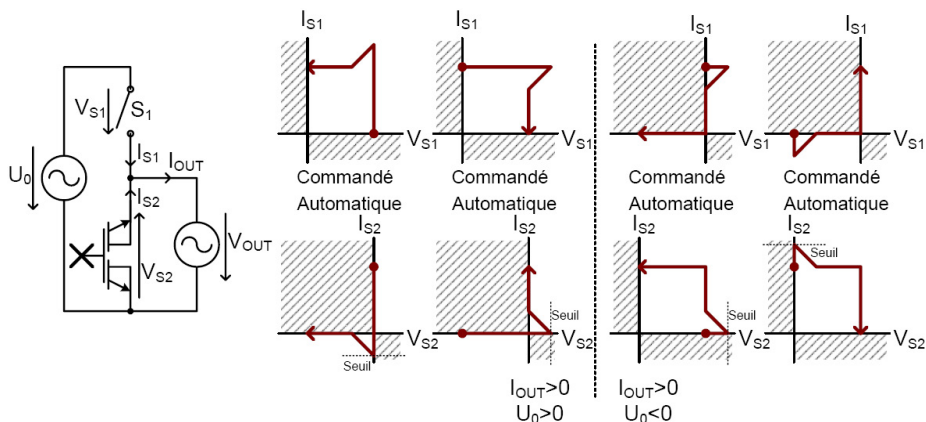


FIG. 4.25 – Convertisseur AC/AC Buck à voie de roue libre automatique

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur consiste en la commande de l'interrupteur S_1 par un signal rectangulaire de rapport cyclique défini et fixe. Lorsque l'interrupteur S_1 reçoit une commande d'ouverture, la commande automatique ferme l'interrupteur S_2 . Inversement, lorsque S_1 reçoit une commande de fermeture, S_2 est automatiquement ouvert.

Les types de mécanisme de commutation sont directement liés à la polarité des grandeurs traversant l'interrupteur automatique. Les deux cas traités par la figure 4.25 décrivent un fonctionnement pour un courant positif, les deux autres cas où le courant est négatif sont symétriques aux premiers.

Lorsque les grandeurs sont de même polarité, l'enclenchement de S_1 provoque un courant de court-circuit de même sens que la tension à ses bornes. Par contre, l'interrupteur complémentaire S_2 voit un court-circuit dans la direction opposée, traçant un chemin passant par la valeur zéro, annulant ainsi son propre courant venant de la source. Après détection du passage par zéro, S_2 s'ouvre et une situation normale s'établit. L'ouverture commandée de S_1 provoque un

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

mécanisme semblable au niveau des tensions. Le passage par zéro de la tension aux bornes de S_2 provoque sa fermeture. Lors de la commutation, l'excursion des grandeurs dans le quadrant dissipatif de S_2 est limitée par le temps de réaction du système de détection.

Dans les cas où les grandeurs de puissance sont de polarités opposées, la commutation dans S_2 est réalisée par détection de flancs de variation. La commutation commandée de S_1 provoque une surintensité dans la même direction que la tension de blocage aux bornes de S_2 . La détection par dérivée ou dépassement de seuils, comme décrit dans [10], ferme celui-ci et une situation normale s'établit. Par la suite, la fermeture de S_1 provoque une situation semblable au niveau du courant de court-circuit dans S_2 qui s'établit dans la même direction que le courant de source.

L'interrupteur automatique fonctionne comme une diode dans les deux cas où les directions des grandeurs de puissance sont les mêmes. Pour les deux autres cas, l'élément intègre une fonction de protection aux surintensités faisant partie des mécanismes de commutations du convertisseur. Le circuit voit ici un élément bidirectionnel de voie de roue libre autonome.

Fonctions automatiques de la roue libre bidirectionnelle

La figure 4.26 illustre une implémentation complète de la fonction automatique de la roue libre bidirectionnelle. Comme pour la diode unidirectionnelle, le blocage est induit par une détection de variation du courant et l'amorçage par une détection de variation de la tension à ses bornes.

Le bon fonctionnement de la diode bidirectionnelle automatique nécessite la connaissance de l'état dans lequel se trouve l'interrupteur, à savoir la polarité du courant de conduction ainsi que celle de la tension de blocage. Par exemple, lorsque la polarité du courant de source est positive, la détection d'un courant négatif induit le blocage de l'interrupteur, de même pour l'amorçage avec la polarité de la tension.

Un changement d'état de l'interrupteur amorce le compteur. Durant ce processus, les commutations ne sont pas autorisées. Une fois

4.2. SYNTHÈSE D'INTERRUPTEUR À COMMUTATIONS SPONTANÉES

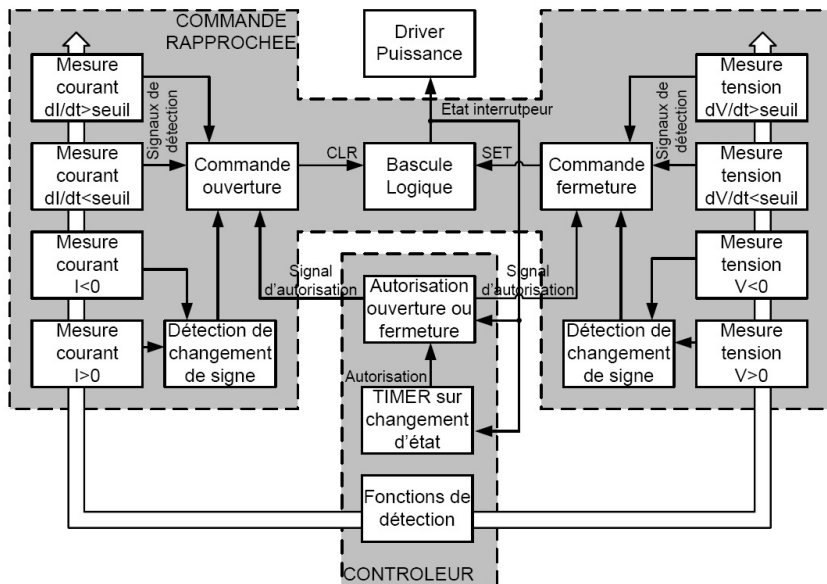


FIG. 4.26 – Implémentation de la fonction de roue libre bidirectionnelle

le temps du compteur passé, la fermeture ou l'ouverture automatique est autorisée en fonction du nouvel état stable de l'interrupteur.

4.2.2 Conversion à thyristor ou triac automatique

Une topologie de convertisseur de courant à deux sources de tension d'entrée permet de passer en revue la fonction de thyristor ou de triac automatique. Pour une source de courant continue bipolaire, deux triacs à blocage automatique sont implémentés et commandés par des impulsions d'amorçage. Dans un second temps, une fonction de raté de commutation, ou de réenclenchement, est proposée dans le système de détection afin d'émuler, à basse tension, le comportement réel du thyristor de puissance. Cette dernière fonction permet de

simuler le fonctionnement de convertisseurs complexes à basse puissance avec des éléments automatiques pour permettre leur validation tout en tenant compte des comportements réels des interrupteurs de puissance. Cette contribution vient à la suite du travail décrit par [48] afin de permettre une implémentation plus fidèle d'un simulateur de circuit de haute puissance.

Montage en étoile à thyristors classique

Le convertisseur de courant AC/DC à demi-pont en étoile à thyristors est étudié dans [45]. La structure de ce convertisseur, représentée en figure 4.27, possède deux sources de tensions alternatives biphasées pour une source de courant continue. Un thyristor peut être enclenché lorsque la tension à ses bornes est positive. Dès lors, un courant s'établit. Si le thyristor complémentaire est encore en conduction, celui-ci est spontanément bloqué dès que son courant change de polarité.

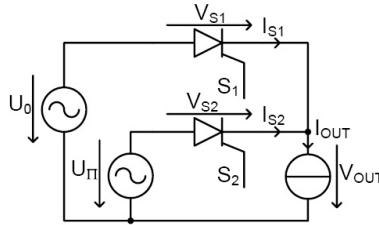


FIG. 4.27 – Demi-pont étoile à thyristors

Les grandeurs dans les interrupteurs sont représentées en figure 4.28. La tension de blocage de chacun des thyristors vaut la différence des deux tensions de source alternatives et biphasées. Dès que la tension est positive, l'interrupteur peut être enclenché et conduire un courant.

La version bidirectionnelle est réalisée en figure 4.29 par la mise en anti-parallèle de deux thyristors pour chaque interrupteur. Avec le même signal de commande, seul le thyristor se trouvant dans la direction de la tension est enclenché. Malgré la bidirectionnalité de

4.2. SYNTHÈSE D'INTERRUPTEUR À COMMUTATIONS SPONTANÉES

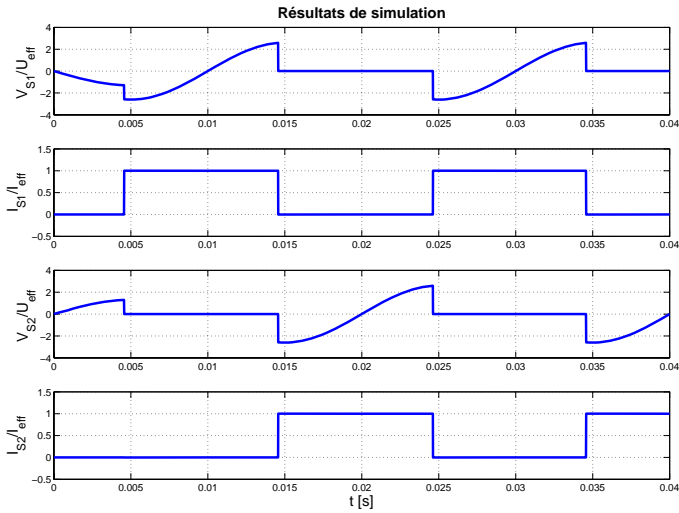


FIG. 4.28 – Courants et tensions dans les interrupteurs

l'interrupteur, le triac est spontanément bloqué à chaque passage du courant par zéro.

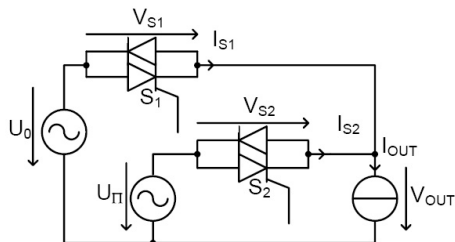


FIG. 4.29 – Demi-pont étoile à triacs

Montage en étoile à triacs automatiques

La structure du demi-pont en étoile automatique de la figure 4.30 est très semblable à une topologie classique. Les deux interrupteurs sont semi-automatiques, en effet, leur enclenchement est commandé et leur blocage automatique. Ceux-ci sont configurés de manière à être enclenchés sur tension positive uniquement par une impulsion. Le blocage est effectué par la détection du passage du courant par zéro.

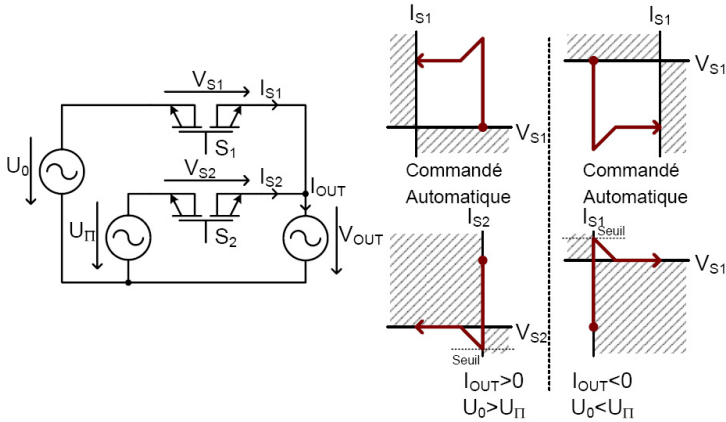


FIG. 4.30 – Demi-pont étoile à triacs automatiques

La conversion AC/DC bipolaire est effectuée de la même manière dans les deux sens. Prenant le cas où S_2 est passant, S_1 est enclenché lorsque sa tension est dans la direction du courant de source. L'enclenchement dans un cas où les grandeurs sont de polarités opposées est interdit dans un montage à triacs car il provoque un court-circuit destructif dans les sources de tension. Après enclenchement, le courant croît rapidement dans S_1 alors qu'il diminue de la même manière dans S_2 traçant un chemin passant par la valeur zéro. Il en résulte l'ouverture de S_2 par la détection du passage par zéro du courant de

4.2. SYNTHÈSE D'INTERRUPTEUR À COMMUTATIONS SPONTANÉES

court-circuit.

Le triac automatique est synthétisé par la mise en parallèle de deux fonctions de thyristors. Le processus de détection est identique pour les deux polarités de courant, pour autant que la tension de blocage de l'interrupteur à enclencher soit dans la même direction que le courant.

Fonctions automatiques du triac

La figure 4.31 illustre la fonction de triac automatique. La commande à la fermeture est obtenue par un générateur d'impulsion du côté du contrôleur. Par contre, les fonctions de détection du côté de la mesure du courant pour l'ouverture de l'interrupteur sont identiques aux précédentes.

La valeur logique de la bascule est déterminée par le système de commande à l'ouverture par la détection des variations de courant et par un signal de commande pour la fermeture. Le générateur d'impulsion fait partie du contrôleur ou d'un modulateur externe. La fonction de génération dépend de la fonction de conversion demandée et résulte en une série d'impulsions correspondant aux fermetures de l'interrupteur.

Implémentation de la fonction de raté de commutation

Le problème du raté de commutation dans le thyristor est cité dans [45] et concerne la nature même du semiconducteur. Lorsque l'élément est bloqué, les charges accumulées dans les jonctions PN doivent être évacuées. Si la tension aux bornes de l'élément devient positive durant le temps d'évacuation des charges, l'effet est inversé. Ainsi, le thyristor revient à un état de saturation et le processus de blocage échoue.

Cet effet peut être implémenté dans le contrôleur du thyristor automatique pour émuler le comportement du thyristor réel. Un avantage réside dans le fait que les dysfonctionnements en conversions dus aux ratés de commutations peuvent être expérimentés à basse tension dans le cadre de la simulation matérielle d'un plus gros dispositif.

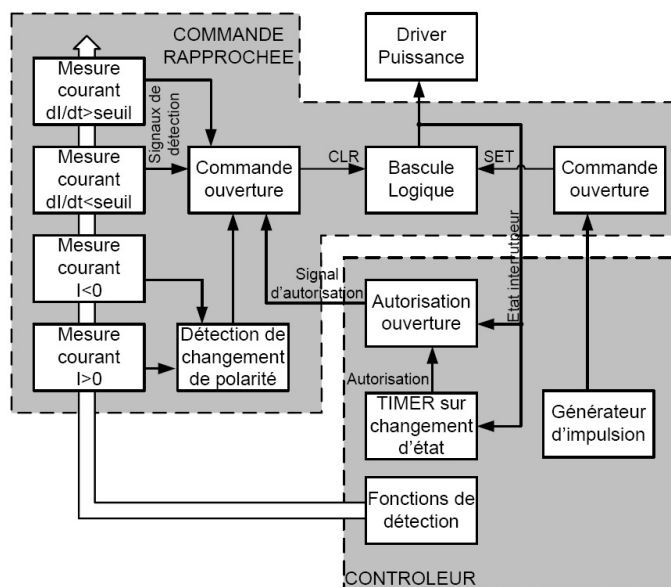


FIG. 4.31 – Implémentation de la fonction de triac automatique

La figure 4.32 présente l'implémentation du raté de commutation sur un thyristor automatique. La fonction du triac automatique décrite précédemment est reprise dans son intégralité. Une mesure supplémentaire est effectuée sur la tension aux bornes de l'interrupteur afin de générer un signal de réouverture en cas de changement de polarité pendant un temps défini par le contrôleur.

La fermeture de l'interrupteur dépend des impulsions du générateur et de la fonction de raté de commutation. Sur un changement d'état, plus particulièrement sur l'ouverture de la voie de courant, le compteur est initialisé. Si durant le temps du compteur, la tension aux bornes de l'interrupteur change de polarité, une commande de fermeture est immédiatement envoyée à l'interrupteur.

4.2. SYNTHÈSE D'INTERRUPTEUR À COMMUTATIONS SPONTANÉES

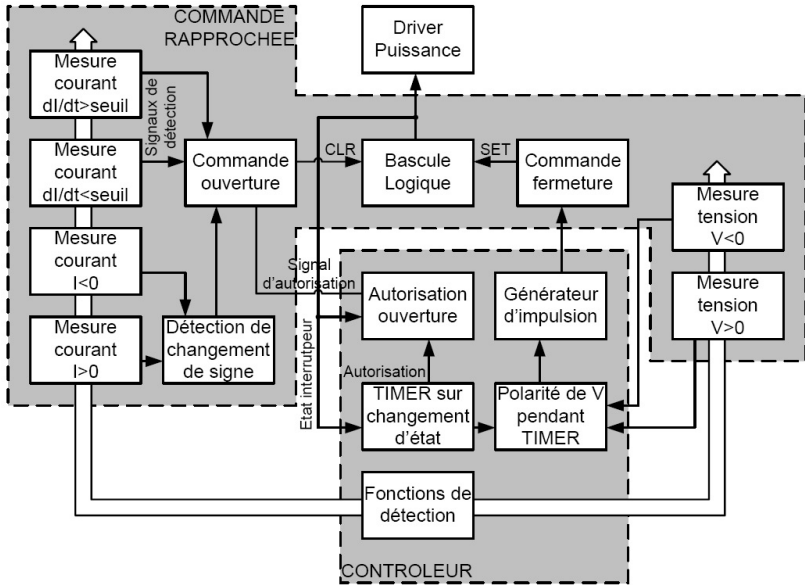


FIG. 4.32 – Implémentation de la fonction de raté de commutation

4.2.3 Conversion de type matricielle

La cellule de conversion matricielle est une généralisation de la cellule du convertisseur de courant vue précédemment. Elle est définie par un nombre de lignes, correspondant au nombre de sources en entrée, et un nombre de colonnes, correspondant au nombre de sources en sortie. Celles-ci sont toutes alternatives et tous les types de situation concernant les polarités de grandeurs sont présents. Un intérêt dans l'utilisation de la commutation automatique dans ce type de conversion réside dans une utilisation conséquente des commutations spontanées. Les interrupteurs bidirectionnels utilisés sont tous issus de la composition d'éléments non bidirectionnels commandés séparément et de diodes. Leur commande est toujours une fonction de

la polarité des grandeurs de source pour permettre la commutation spontanée des éléments diodes dans les interrupteurs.

Cellule de conversion matricielle 2x1 classique

La conversion matricielle, dans son état actuel, est présentée par [49]. Les interrupteurs bidirectionnels sont composés de deux éléments actifs en parallèle, dont chacun est placé en série avec une diode. La figure 4.33 illustre un exemple classique de composition de ces interrupteurs dans un convertisseur matriciel 2x1. La commande de chaque élément est séparée afin de contrôler le sens du courant de conduction dans l'interrupteur.

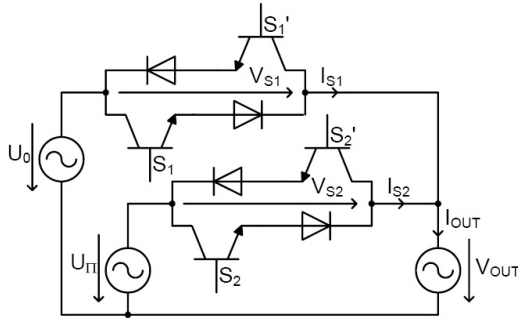


FIG. 4.33 – Cellule de conversion matricielle 2x1 à IGBT

Une illustration des grandeurs dans chaque interrupteur est présentée en figure 4.34 dans le cas où les deux sources de tension d'entrée sont alternatives et biphasées alors que la source de courant de sortie est alternative. Un déphasage entre la source de sortie et les sources de tension est présenté pour mettre en évidence plusieurs situations en regard de la polarité des grandeurs aux bornes des interrupteurs. Ceux-ci définissent à nouveau deux types de mécanisme de commutation.

Une séquence de commutation des interrupteurs est communé-

4.2. SYNTHÈSE D'INTERRUPTEUR À COMMUTATIONS SPONTANÉES

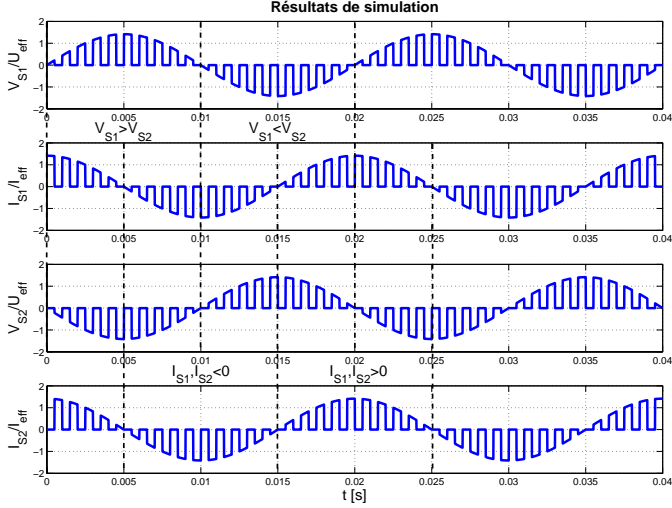


FIG. 4.34 – Courants et tensions dans les interrupteurs

ment décrite, notamment par [50], pour permettre la commutation spontanée des diodes composant l'interrupteur matriciel. La figure 4.35 présente deux mécanismes de commutation entre l'interrupteur S_1 et l'interrupteur S_2 en fonction de la polarité de la tension d'entrée pour un courant de sortie positif. Les deux cas où le courant de sortie est négatif sont symétriques.

L'interrupteur S'_1 qui ne conduit pas est ouvert pour ne pas permettre de courant de court-circuit dans sa direction. De même, l'interrupteur S'_2 reste ouvert durant tout le mécanisme de commutation. Quel que soit le cas de polarité des tensions d'entrée, l'interrupteur S_2 est amorcé. Lorsque la tension de source U_0 est plus grande que U_{II} , la tension V_{S2} est négative et la diode en série avec S_2 ne peut pas conduire. Au moment du déclenchement de S_1 , l'interrupteur S_2

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

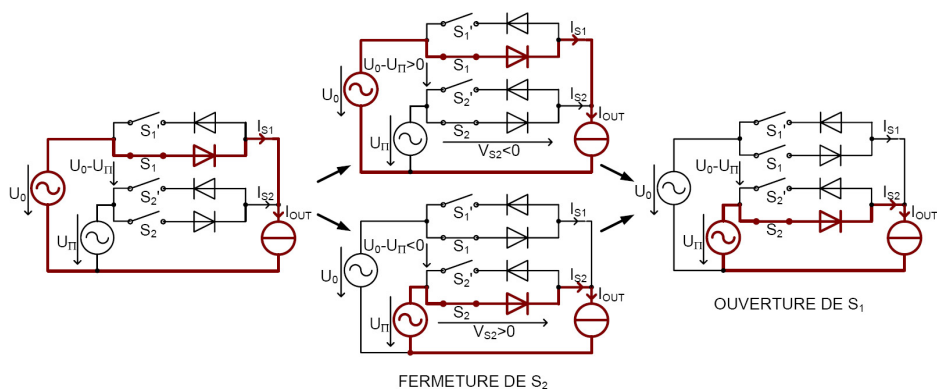


FIG. 4.35 – Illustration de deux types de commutation dans la cellule de conversion matricielle

se met à conduire naturellement comme une diode de roue libre. Dans l'autre cas, lorsque la tension de source U_0 est plus petite que U_{Π} , la fermeture de S_2 provoque le déclenchement spontané de S_1 . En effet, la tension V_{S1} devient négative et la diode se bloque instantanément.

Convertisseur matriciel 2x1 automatique

La cellule de commutation matricielle automatique est semblable à la cellule classique. Les interrupteurs sont de type semi-automatique, car ils sont commandés ou automatiques tant au blocage qu'à l'amorçage, en fonction des polarités des grandeurs de source. La figure 4.36 présente la cellule automatique du convertisseur matriciel 2x1.

A nouveau, le type de commutation dépend de la polarité des grandeurs aux bornes des interrupteurs. Dans le cas où les polarités des grandeurs sont les mêmes, la commutation est identique au cas traité par le convertisseur de courant à thyristor. Admettant l'interrupteur S_2 enclenché et la tension aux bornes de S_1 de même polarité que le courant de source, l'enclenchement commandé de S_1 provoque,

4.2. SYNTHÈSE D'INTERRUPTEUR À COMMUTATIONS SPONTANÉES

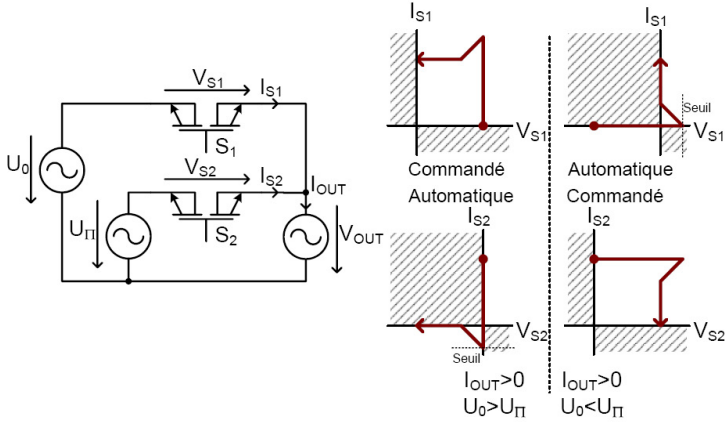


FIG. 4.36 – Cellule de conversion matricielle à interrupteurs bidirectionnels automatiques

par détection du passage par zéro, le blocage de S_2 .

Dans le cas où la polarité de la tension aux bornes de S_1 est opposée à celle de la source de courant, l'interrupteur ne peut être enclenché sans le blocage commandé de S_2 . En effet, l'amorçage de S_1 provoque un court circuit dans les interrupteurs. Afin de permettre une commutation en minimisant les pertes, à l'image des mécanismes illustrés en figure 4.35, la commande prend en considération la polarité des grandeurs de source pour décider de la séquence de commande entre les interrupteurs S_1 et S_2 .

Un nouveau cas intéressant se présente où dynamiquement un interrupteur peut changer de statut. Les fonctions d'interrupteur ne dépendent plus que de la fonction à réaliser mais aussi de la polarité des grandeurs de puissance. En effet, chaque interrupteur bidirectionnel prend alternativement un fonctionnement de diode à l'amorçage ou au blocage et respectivement un fonctionnement d'interrupteur actif. Les statuts d'interrupteur *initiant* et *concluant* définis au chapitre 2

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

sont échangés dynamiquement en fonction de la polarité des sources.

Fonctions de conversion matricielle automatique

La figure 4.37 illustre une implémentation de la fonction de l'élément matriciel automatique. La mesure de la polarité des deux grandeurs est partagée entre les deux systèmes de détection pour permettre, en fonction du générateur de signaux, d'envoyer un signal de commande. Lorsque l'interrupteur est *initiant* la commande dépend du générateur, au contraire, lorsque l'interrupteur est *concluant*, sa commutation est induite par la détection des variations des grandeurs à ses bornes.

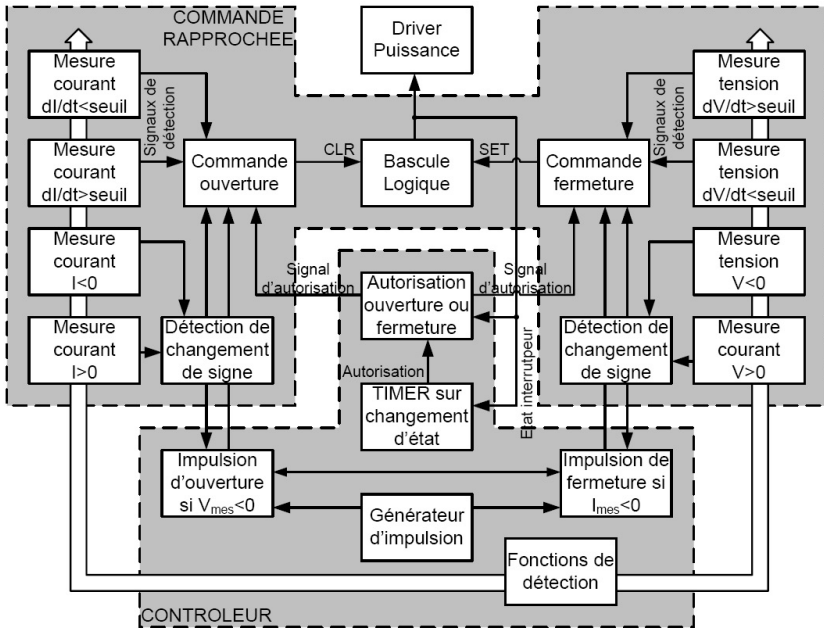


FIG. 4.37 – Implémentation de la fonction d'élément de convertisseur matriciel

Les commandes d'ouverture et de fermeture dépendent des détections issues de la mesure des dérivées des grandeurs. Comme précédemment, un compteur initialisé à chaque changement d'état fournit un signal d'autorisation à la commutation. Un générateur d'impulsion, au niveau du contrôleur ou d'un modulateur externe envoie un signal d'ouverture ou de fermeture dépendamment de la polarité des grandeurs.

Les mesures de polarités des deux grandeurs sont échangées pour déterminer le statut de l'interrupteur. La commutation de type diode est effectuée à l'extinction ou à l'amorçage, si les grandeurs sont respectivement de même polarité ou opposées.

4.3 Résumé

Une diode synthétique a été réalisée et testée expérimentalement à une puissance commutée de 1kVA. Les limitations en vitesse du système de commande rapprochée ne permettent pas de détecter un courant de court-circuit de manière suffisamment rapide pour remplacer une diode réelle. Par contre, la variation plus lente des tensions en régime dynamique permet une détection efficace et montre la validité de la proposition d'une commande basée sur la mesure des grandeurs aux bornes d'un interrupteur.

Les résultats expérimentaux montrent aussi la nécessité de l'utilisation des éléments passifs dans le convertisseur automatique. En effet, ceux-ci ont pour effet de limiter la variation des grandeurs de source afin de permettre une détection succincte après le changement de polarité ou par anticipation.

La synthèse des fonctions de commutations spontanées promet une évolution dans l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels monolithiques, notamment dans la conversion de courant de type matriciel. En effet, la commutation naturelle des diodes en série est massivement utilisée afin de privilégier un sens de conduction du courant dans les interrupteurs actifs. L'utilisation d'un seul élément monolithique en lieu de quatre apporte un avantage conséquent, à la condition qu'un driver performant intègre les fonctions de gestion du sens de courant

4. MÉTHODES DE COMMANDE ET COMMUTATIONS

de conduction et de la tension de blocage. Il a été vu qu'un tel élément peut changer dynamiquement son statut d'interrupteur *initiant* ou *concluant* en fonction de la polarité des grandeurs à ses bornes.

Chapitre 5

Le convertisseur de courant à compensation de puissance réactive avec IGBTs à tension de blocage inverse

Ce chapitre propose l'étude d'une topologie de convertisseur de courant bidirectionnel à voie de roue libre bidirectionnelle. Son principe n'est pas nouveau mais celui-ci inclut le principe du sens de courant privilégié, mentionné dans les chapitres précédents. La notion d'angle d'allumage négatif est introduite afin de permettre une gestion de la puissance réactive prélevée sur le réseau. Du convertisseur de courant classique à deux quadrants ou quatre quadrants à thyristors, un pas est fait dans la direction d'un convertisseur de courant universel implémenté avec des interrupteurs aux fonctions programmables.

Le convertisseur à compensation de puissance réactive est implémenté pour un courant de sortie de 10A avec des modules RB-IGBTs monolithiques. La voie de roue libre est réalisée par un module IGBT-diode en série classique afin de permettre une comparaison des commutations dans les deux types de module. Un regard particulier est porté sur les phénomènes de recouvrement des charges de la diode série. Parallèlement, un type de modulation pulsé inspiré de la conversion matricielle est introduit et comparé aux conversions classiques. Deux types de filtre d'entrée sont implémentés en fonction de la modulation choisie. Il sera vu qu'un filtre $RL//$ convient à une modulation pulsée du convertisseur mais présente des problèmes de dissipations supplémentaires en plus de phénomènes oscillatoires non présents dans un filtre de type RC .

5.1 Convertisseur de courant à compensation de puissance réactive

Dans le convertisseur de courant classique à commutation naturelle présenté à l'annexe C, une diminution de la tension de sortie ne peut se faire qu'avec un déplacement positif de l'onde de courant alternatif. Dans un convertisseur à commutations contrôlées, une variation similaire de la tension de sortie est obtenue en décalant l'allumage vers la gauche, c'est-à-dire en définissant la notion d'angle d'allumage négatif. Une façon d'effectuer une conversion dont l'amplitude de la tension de sortie est variable et dont l'onde de courant alternatif d'entrée reste en phase avec la tension consiste à effectuer une double intervention de manière symétrique par rapport à l'onde fondamentale de tension. Chaque interrupteur est enclenché à un angle positif et déclenché à un angle négatif par rapport aux intersections des tensions de source.

Le convertisseur proposé permet la variation de l'amplitude de la tension de sortie en s'affranchissant de toute puissance réactive au niveau des sources d'entrée. Par contre, l'ouverture de la voie de courant dans l'inductance de la ligne de la source de tension d'en-

trée nécessite l'introduction d'un filtre dont le dimensionnement est proposé à l'annexe D.

5.1.1 Description du montage

Le fonctionnement du convertisseur de courant en étoile triphasé où l'angle d'allumage α est négatif pour une pulsation de même fréquence que les sources est étendu au cas où un angle d'allumage positif est complété par un angle d'extinction négatif α de même valeur. Il en résulte un convertisseur dont la tension moyenne de sortie est variable par rapport à un angle d'allumage et d'extinction où l'onde fondamentale du courant de branche est en phase avec la tension de source. La puissance réactive consommée est théoriquement nulle, quel que soit l'angle α .

L'angle de commutation varie entre 0° (transfert maximal de puissance active) et 60° (transfert nul). Le schéma de la figure 5.1 illustre les modifications apportées au convertisseur originel. L'interrupteur S_4 assure une voie de roue libre pour la source de courant, lorsqu'aucun des trois interrupteurs de phase n'est enclenché. Les capacités de filtrage C_f en série avec les résistances R_f sont connectées en étoile par rapport au neutre de la source d'entrée triphasée au lieu de la connexion triangle entre phases. En effet, les boucles de courant passent par une nouvelle voie de roue libre vers le neutre constituant la masse du convertisseur.

5.1.2 Comportement des grandeurs

La figure 5.2 illustre les grandeurs dans le convertisseur pour un fonctionnement à un angle d'allumage et d'extinction de $\alpha = 30^\circ$. La tension de sortie prend alternativement la valeur de la source dont l'intensité instantanée est la plus haute, et zéro lors de la phase de roue libre. Le courant d'entrée est bien en phase avec la tension de source correspondante.

La figure 5.3 illustre la forme des courants dans les quatre interrupteurs du convertisseur. Les phases de roue libre sont indiquées par la présence de courant dans l'interrupteur S_4 .

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

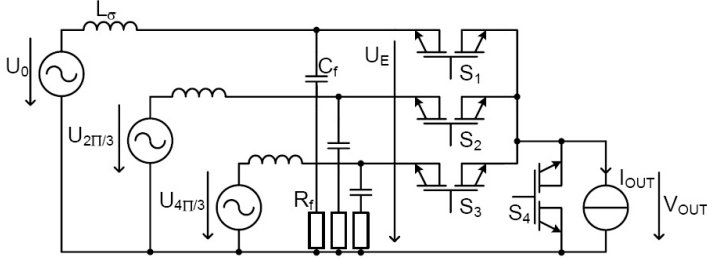


FIG. 5.1 – Schéma du convertisseur de courant en étoile à consommation de puissance réactive nulle

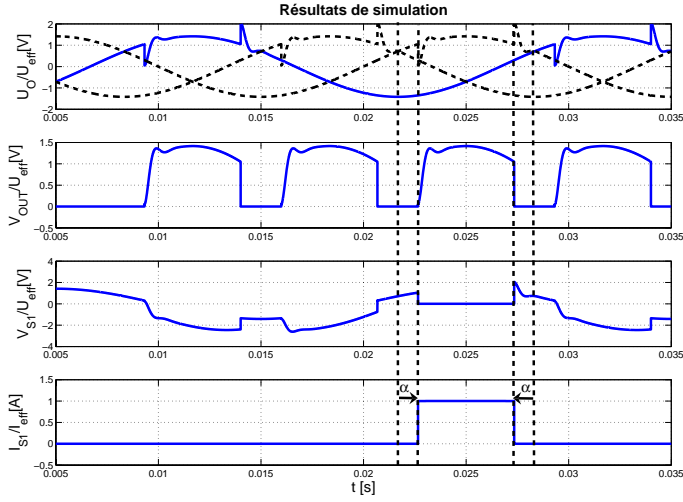


FIG. 5.2 – Comportement des grandeurs dans le convertisseur de courant à puissance réactive nulle

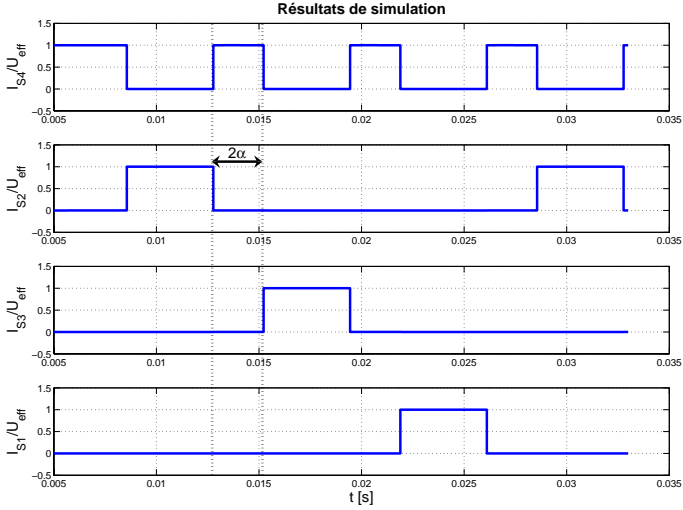


FIG. 5.3 – Phénomène d’empiètement lors de commutations à angles d’allumage négatifs

5.1.3 Loi de commande

De la même manière que pour le convertisseur de courant classique présenté à l’annexe C, la tension moyenne de sortie est calculée en se référant au sommet de tension de l’une des sources. La figure 5.4 illustre la portion de tension considérée dans l’intégration.

La tension moyenne de sortie est exprimée par l’équation 5.1. La variable d’angle d’allumage et d’extinction α prend une valeur comprise entre 0 et $\frac{\pi}{3}$.

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

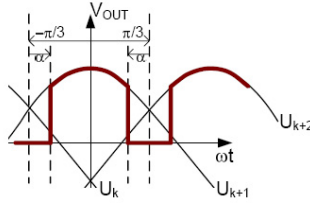


FIG. 5.4 – Représentation de la portion de courbe considérée pour le calcul de la tension de sortie

$$\begin{aligned}
 \langle V_{OUT} \rangle &= \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}-\alpha} \hat{U} \cos \omega t \, d\omega t \\
 &= \frac{3\hat{U}}{2\pi} \left(\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha \right) \quad (5.1)
 \end{aligned}$$

La figure 5.5 représente le comportement en pourcent de la tension moyenne de sortie en fonction de l'angle d'allumage et d'extinction.

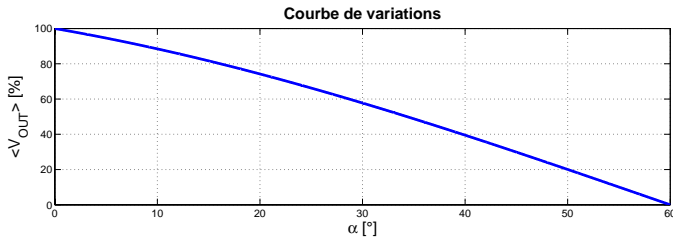


FIG. 5.5 – Valeur moyenne de la tension de sortie en fonction de l'angle α

5.2 Paramètres et implémentation du convertisseur de courant

Le convertisseur de courant à compensation de puissance réactive est implémenté dans deux buts. Le premier est la comparaison des commutations dans deux types d'interrupteur bidirectionnel composés d'éléments IGBTs. Un module classique contenant deux transistors IGBTs en série avec des diodes de puissance est implémenté avec un module de convertisseur matriciel à transistors IGBTs monolithiques à tension de blocage inverse. Celui-ci a été mis à disposition par *Fuji Electronic Device Technology Co., Ltd.* en tant qu'échantillon d'une version non encore commercialisée. Le deuxième but est la comparaison de deux types de filtre d'entrée pour l'absorption des oscillations provoquées par l'ouverture de la voie de courant dans les inductances de lignes des sources d'entrées.

Deux types de commande sont implémentés, à savoir une commande de même fréquence que la source et une commande pulsée. L'amorçage des interrupteurs à angles d'allumages positifs ou négatifs ne nécessite pas de voie de roue libre pour la source de courant. Par contre, l'annulation de la puissance réactive passe par une phase d'isolation des sources dont la plage temporelle est définie par un angle d'extinction et d'amorçage. Pendant la phase de conduction de l'un des interrupteurs de ligne, une commande pulsée est proposée et étudiée. Celle-ci nécessite l'introduction du filtre de type *RLC* présenté à l'annexe D.2, communément adopté dans la conversion matricielle.

5.2.1 Structure du convertisseur

La structure du convertisseur à compensation de puissance réactive, incluant les deux types de filtre implémentés, est illustrée par la figure 5.6. Deux modules semiconducteurs sont utilisés pour l'interface du réseau avec une charge RL passive. La tension d'entrée est fournie par un transformateur triphasé dont la sortie est en connexion étoile.

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

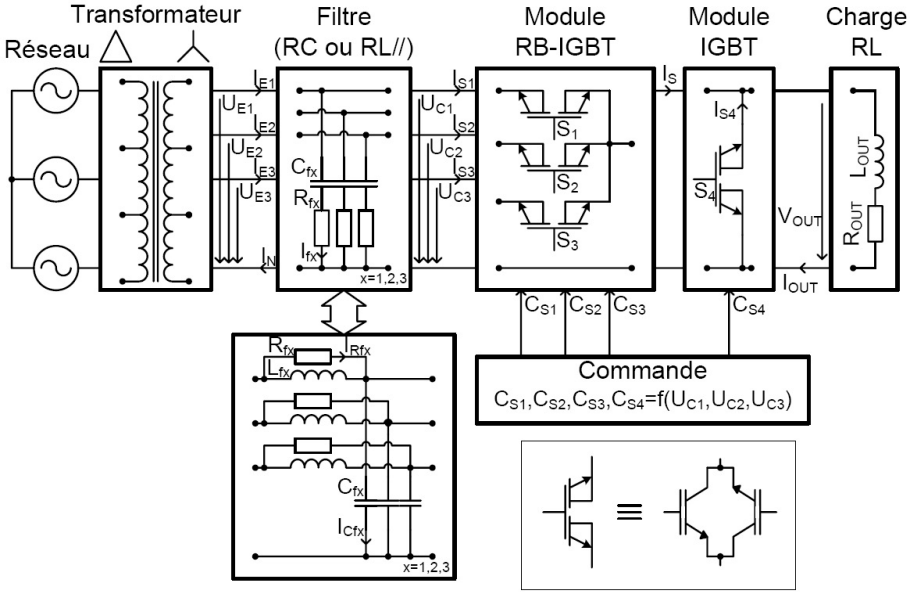


FIG. 5.6 – Réalisation du convertisseur à module RB-IGBT

Le module à RB-IGBTs *18MBI200W-060A* a été mis à disposition par *Fuji Electronic Device Technology Co., Ltd.*. Le module IGBT *DIM200WBS17-E018* en place de roue libre est réalisé par *Dynex Semiconductor*. La charge est constituée d'une résistance $R_{OUT} = 10\Omega$ et d'une inductance $L_{OUT} = 60mH$. Ainsi pour une tension d'entrée \hat{U}_E de 100V, un courant I_{OUT} moyen de sortie de 10A est obtenu. La figure 5.7 illustre la réalisation complète du convertisseur.

Le transformateur utilisé a des inductances de fuite L_σ estimées à $400\mu H$. Cette valeur est vérifiée expérimentalement par la suite. Les valeurs des paramètres du filtre C_f et R_f sont obtenues à partir des valeurs déduites de $C_{base} = 4\mu F$ et $R_{base} = 10\Omega$. Sur la base de [51], la valeur de L_f est choisie à $3L_\sigma$.

Un système de protection supplémentaire est ajouté pour contenir

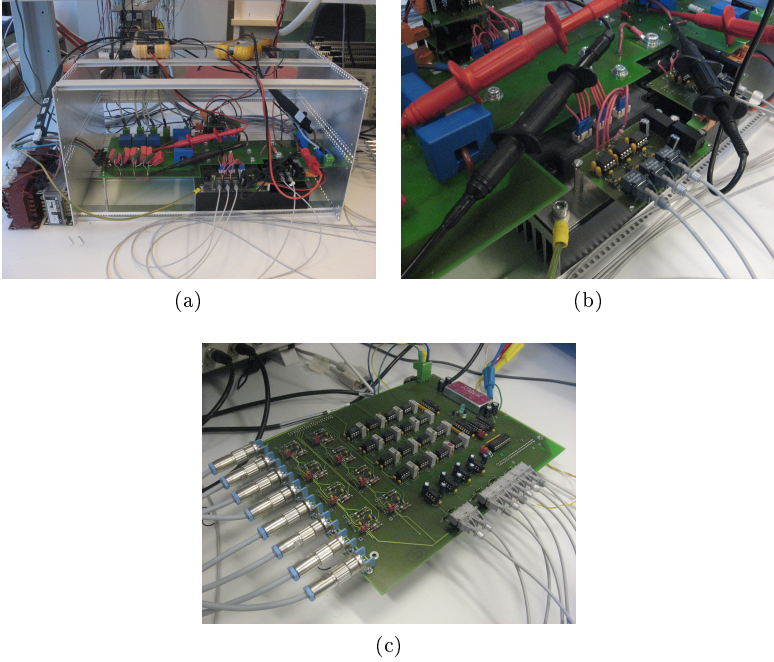


FIG. 5.7 – Montage expérimental (a), détail sur les drivers (b) et interface de commande (c)

les surtensions à la sortie du transformateur en cas de dysfonctionnement grave entraînant des surtensions. Un redresseur triphasé est connecté à un condensateur de haute valeur pour permettre d'absorber toute valeur de tension supérieure à la valeur nominale.

5.2.2 Commande du convertisseur

La commande est implémentée dans une carte contrôleur *FPGA/DSP-SHARC* déjà présentée au chapitre 3. Une carte d'interface du *LEI* envoie les signaux de commande par fibre optique vers un driver

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

TC4422 de *Microchip* alimenté entre +12V et -5V. La mesure des tensions d'entrée et de sortie ainsi que celle des courants d'entrée et de sortie est réalisée par cette même interface numérique et permet d'implémenter une commande dépendante des grandeurs de puissance du convertisseur.

La modulation de type simple est une machine d'état présentée par la figure 5.8. Une simple comparaison des tensions d'entrée est effectuée. Lorsque la différence des niveaux entre phases dépasse une constante établie dans le contrôleur, l'état suivant est atteint et une opération sur les interrupteurs est effectuée. Dans le cas présenté ici, à savoir un convertisseur de courant AC/DC unipolaire, seul l'IGBT orienté dans le sens du courant de source est manipulé, l'autre étant toujours éteint. Un amorçage vient toujours avant un blocage avec un temps de chevauchement de quelques μs pour permettre aux diodes de commuter naturellement.

La machine d'état est initialisée par un enclenchement externe du processus. La première phase est enclenchée lorsque la condition sur sa tension d'entrée le permet. L'arrêt de la machine est une commande asynchrone qui enclenche la voie de roue libre et éteint tous les autres interrupteurs actifs.

Une modulation de type pulsé-mixte reprend exactement la même machine d'état présentée, à la différence d'une commande pulsée des phases. Les états de roue libre ne changent pas. Par contre, durant les états où les phases sont enclenchées, un modulateur à pulsation commute de la phase à la roue libre avec un rapport cyclique de 0.5 et une fréquence de 10kHz.

5.2.3 Modulation

Le montage est expérimenté pour les deux types de modulation exposés précédemment, à savoir un mode normal basse fréquence et un mode pulsé. Les courants de phase I_{E1} , I_{E2} et I_{E3} sont présentés avec le courant de sortie I_{OUT} du convertisseur. De même, les tensions de phase V_{E1} , V_{E2} et V_{E3} sont présentées avec la tension de sortie V_{OUT} . Le développement et la comparaison des deux filtres

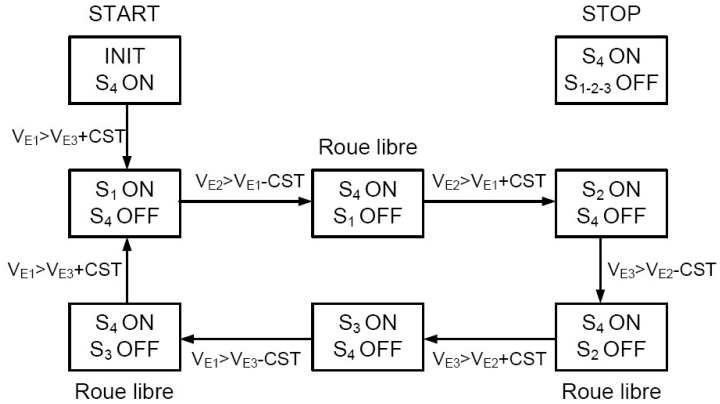


FIG. 5.8 – Modulation simple réalisée par une machine d'état

d'entrée sont proposés par la suite en section 5.3.1. De même, le détail des commutations entre les interrupteurs est présenté par la suite en section 5.3.3.

Convertisseur de courant triphasé à angle d'allumage négatif et positif

Les convertisseurs de courant à angles d'allumage positifs et négatifs présentés à l'annexe C sont tous deux expérimentés à titre de comparaison. Comme dans la conversion matricielle, les interrupteurs sont commandés avec un chevauchement de manière à obtenir des comportements naturels dans les commutations en prenant garde à la polarité du courant de source [49].

La figure 5.9 présente le convertisseur commandé par des angles d'allumage positifs. La commutation théoriquement naturelle entre thyristors est mise en œuvre par l'enclenchement des interrupteurs de phase en laissant une seule polarité de courant enclenchée dans l'interrupteur en phase d'extinction. En effet, un IGBT en série avec

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

une diode s'éteint naturellement sur un changement de polarité du courant. Malgré la commutation naturelle entre les interrupteurs, un filtrage en entrée reste nécessaire car la voie du courant de phase I_E est ouverte provoquant une surtension dans l'inductance de ligne L_σ .

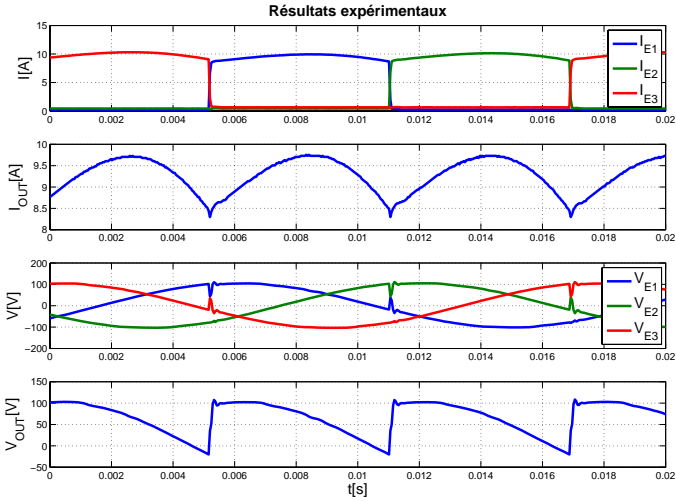


FIG. 5.9 – Courants et tensions des interrupteurs pour un angle d'allumage positif

Le courant de phase est en retard avec la tension de phase correspondante. La deuxième expérience présente le même convertisseur où le courant de phase est cette fois-ci en avance sur la tension de phase correspondante. La figure 5.10 présente le même convertisseur commandé par des angles d'allumage négatifs. A nouveau, la commande est réalisée de manière à obtenir des commutations naturelles dans les interrupteurs. Les IGBTs sont enclenchés avant l'ouverture de la phase précédente laissant le courant de phase s'établir naturellement comme dans une diode. Le sens des surtensions observées à l'entrée

des phases est inversé avec la polarité de l'angle d'allumage.

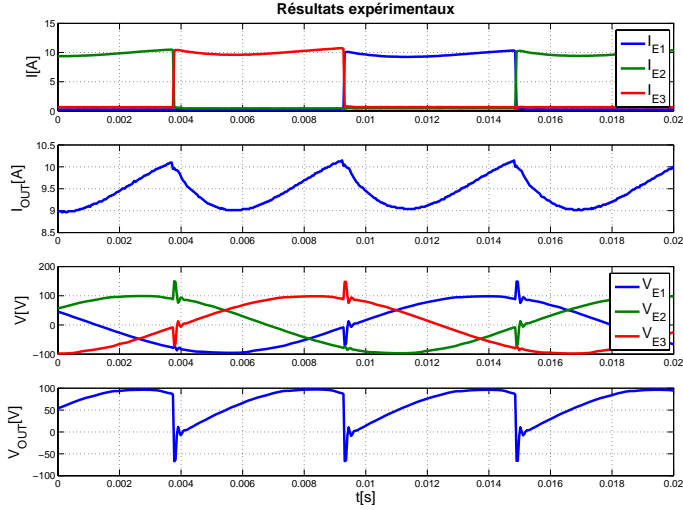


FIG. 5.10 – Courants et tensions des interrupteurs pour un angle d'allumage négatif

En comparaison avec une commande classique, la forme du courant de sortie I_{OUT} diffère par un axe de symétrie placé à sa valeur moyenne. Le saut de tension V_{OUT} , qui dans une solution classique *monte* d'une phase à l'autre, *descend* lors de la commutation. L'oscillation générée par l'extinction de la voie de courant dans l'inductance de ligne L_σ va dans la direction des valeurs positives. Celle-ci, dans une commande classique, va dans la direction de l'axe nul permettant une extinction naturelle.

Convertisseur de courant triphasé à compensation de puissance réactive

La commande du convertisseur de courant à voie de roue libre proposé dans ce chapitre permet d'annuler la composante de puissance réactive. Là où précédemment les commutations se faisant entre interrupteurs de phase, toutes les commutations de ce convertisseur sont entre une des phases et la roue libre. La figure 5.11 illustre le fonctionnement du convertisseur. La commande est synchronisée sur les croisements des tensions de phase. L'enclenchement et le déclenchement des interrupteurs sont commandés lorsque les tensions de phase sont différentes d'une variable constante. Entre le déclenchement d'une phase, et l'enclenchement de la suivante, la source de courant est en roue libre.

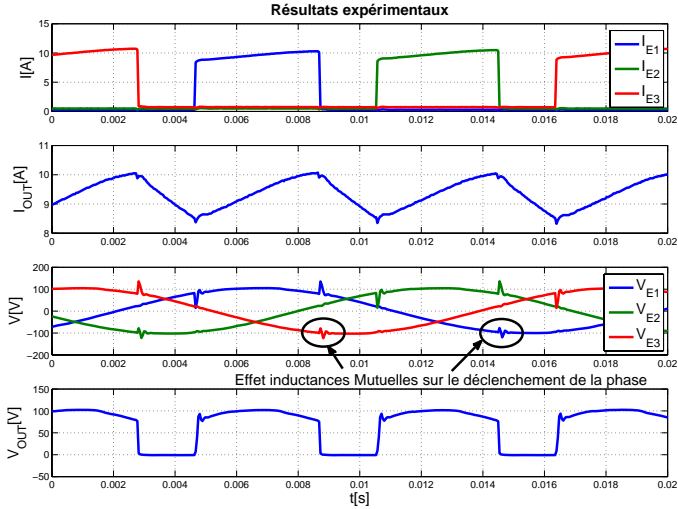


FIG. 5.11 – Courants et tensions d'entrée et de sortie du convertisseur à compensation de puissance réactive

Le déclenchement d'une phase des sources d'entrée provoque une perturbation sur les autres phases. En effet, le transformateur triphasé ayant un noyau commun à toutes les phases, présente des inductances mutuelles entre toutes celles-ci. Cette perturbation est d'autant plus grande que la tension de la phase perturbée est grande. Celle-ci par contre n'intervient pas à l'enclenchement.

Un modèle simplifié du convertisseur et du transformateur triphasé est présenté en figure 5.12. L'effet des courants de phase et leur induction sur les tensions des autres phases est réalisé par une inductance de ligne de neutre de valeur $L_{\sigma N} = L_{\sigma}/6$. Cette valeur correspond à la mise en parallèle des trois inductances de fuite au secondaire de chaque phase. Ce modèle proposé est une approximation des phénomènes intervenant dans le régime dynamique du transformateur triphasé vérifiée de manière empirique par la simulation.

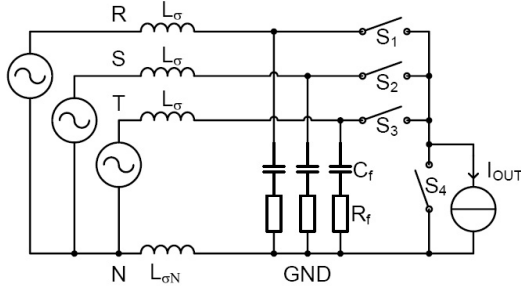


FIG. 5.12 – Modèle de simulation du convertisseur

Commande mixte à pulsation

La même commande que la précédente est implémentée, à la différence que l'interrupteur de phase commute avec l'interrupteur de roue libre à une fréquence de modulation de 10kHz pendant la phase de conduction de la ligne correspondante. Le filtre RC ne convient pas en raison de sa très haute dissipation à chaque pulsation. Le dé-

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

veloppement d'un filtre $RL//$, permettant une conversion en mode pulsé, est proposé à la section suivante. Celui-ci est implémenté avec une fréquence de coupure plus faible que la fréquence de commutation. Ainsi, l'énergie inductive n'est pas toute dissipée pendant les commutations. La tension d'entrée est augmentée pour permettre à la source de courant de sortie I_{OUT} d'atteindre une valeur moyenne de 10A.

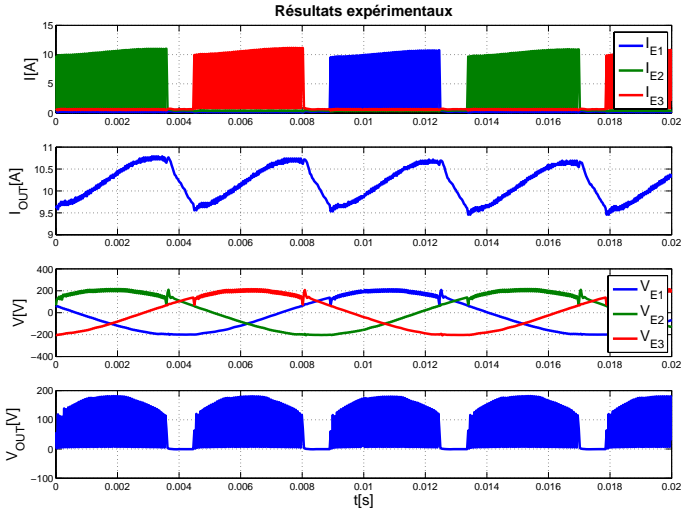


FIG. 5.13 – Courants et tensions d'entrée et de sortie du convertisseur à compensation de puissance réactive en mode pulsé

La question de la dissipation des deux types de filtre est traitée par la section 5.3.1 afin de permettre de déterminer la meilleure façon de contrôler le convertisseur de courant à compensation de puissance réactive. La forme du courant I_{OUT} et l'enveloppe des courants I_{E1} , I_{E2} et I_{E3} est identiques aux convertisseurs précédents. Par contre,

les tensions de phases V_{E1} , V_{E2} et V_{E3} présentent des oscillations supplémentaires dues aux nombreuses commutations durant les phases de conduction de chacune des lignes. Celles-ci sont de même fréquence que le modulateur et sont de forme courante dans la conversion matricielle. Cette fréquence de modulation semble atténuer complètement les perturbations observées sur les autres phases par les inductances mutuelles du transformateur.

5.3 Résultats expérimentaux

Les tests effectués sur le convertisseur sont faits en deux temps. D'abord, les fonctionnements des deux filtres présentés sont comparés pour un type de modulation simple puis pulsé. Un regard particulier est porté sur les formes d'oscillations générées par la commutation ainsi que sur la dissipation d'énergie de chacun des filtres pour les deux types de modulation présentés. Dans un deuxième temps, les commutations dans les interrupteurs sont observées. Une comparaison des phénomènes de recouvrement des charges dans la diode série des deux modules est faite pour apprécier les performances des IGBTs à tenue de tension inverse monolithiques.

5.3.1 Comportements des filtres

Le comportement de chacun des deux filtres est vérifié pour une modulation de type simple puis pulsé. Les courants de résistance permettent d'évaluer la dissipation par le filtre, le résultat de ces comparaisons est présenté à la section 5.3.2. Le détail des grandeurs des filtres au moment des commutations est observé pour comparer les phénomènes oscillants de hautes fréquences, notamment générés par le recouvrement des charges de la diode en série avec l'IGBT du module de roue libre.

Solution RC

La figure 5.14 illustre les grandeurs impliquées dans le filtre de type RC lorsque le convertisseur est modulé à la même fréquence que la source en entrée. Au moment de l'extinction de la phase, lorsque le courant d'interrupteur I_S est bloqué, le courant de filtre I_F voit un pic de la valeur du courant de source, prélevé par l'inductance de ligne L_σ . Autrement, lorsque la phase est enclenchée, le même pic apparaît avec une polarité différente. La période d'oscillation de $130\mu s$ permet de déduire une valeur de $428\mu H$ pour l'inductance de ligne L_σ en résonance avec le condensateur C_f . Une mesure de la puissance dissipée à travers la résistance R_f permet d'estimer les pertes du filtre à $P_{filtre} = 1.78W$.

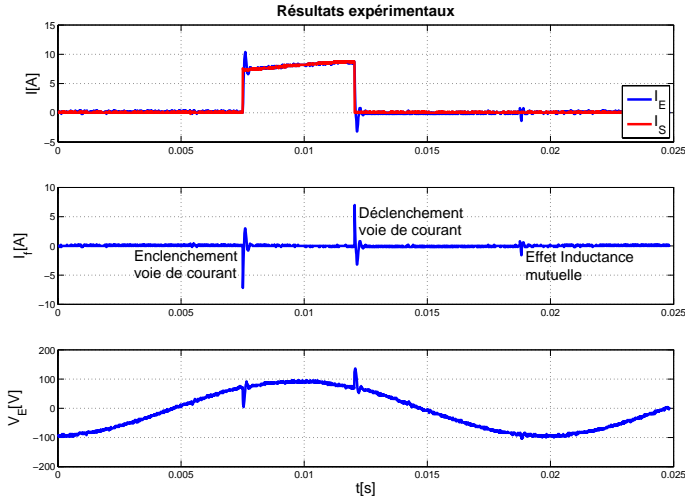


FIG. 5.14 – Courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur

5.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

La figure 5.15 présente le détail de l'oscillation apparaissant lorsque la voie de courant I_S est enclenchée. Un pic de courant dû au recouvrement des charges de la diode en extinction apparaît à l'instant de l'enclenchement. La forme du courant de filtre I_f à travers le condensateur de filtrage C_f est de forme connue. Le pic de courant, de valeur nominale du convertisseur, provoque une chute de tension à travers la résistance de filtrage R_f . La forme de la tension de filtre V_E est affectée par cette variation par l'apparition d'une non-linéarité due à la composante résistive. A courant de filtre nul, seule la composante de tension capacitive est appliquée à l'entrée du convertisseur.

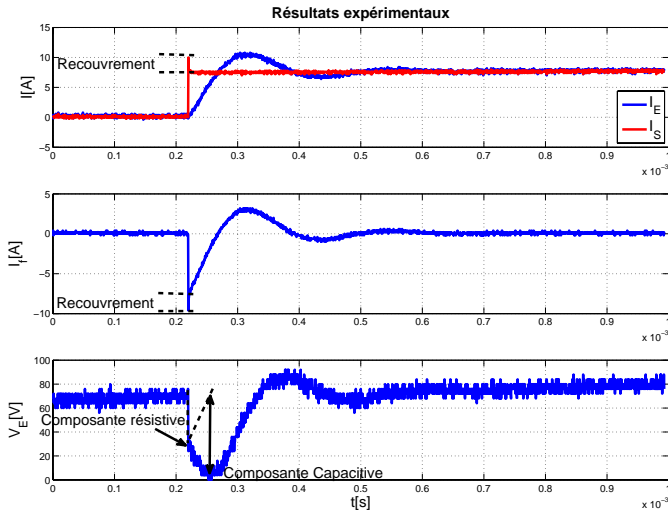


FIG. 5.15 – Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur enclenchement du courant

Le détail du phénomène de recouvrement est présenté par la figure 5.16. Le filtre fournissant déjà le courant de source passant à travers l'inter-

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

rupteur, fournit également un courant supplémentaire pour la diode de roue libre en instance de blocage. Celui-ci possède une forme propre de toute oscillation parasite. Les grandeurs mesurées aux bornes des interrupteurs durant le recouvrement sont illustrées par la suite, en section 5.3.3.

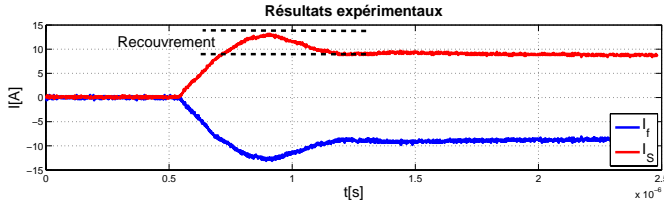


FIG. 5.16 – Detail sur le recouvrement des charges lors du déclenchement de la diode de roue libre

La figure 5.17 présente le détail de l'oscillation lorsque le courant de source est reconduit à travers la voie de roue libre. La surtension de V_E , provoquée par le passage du courant de ligne dans la capacité de filtrage C_f , possède une forme similaire à la précédente. Une composante de tension résistive apparaît en addition à la variation de tension aux bornes de la capacité de filtrage C_f .

Il apparaît une non-linéarité dans les grandeurs illustrées lorsque la surtension diminue. Il s'agit de l'extinction du courant I_P prélevé par le système de protection mis en place pour absorber les surtensions de la ligne en cas de panne du système. En effet, le déclenchement de la phase produit une surtension qui fait conduire le redresseur tant que la tension aux bornes du condensateur de filtrage C_f est plus haute que la valeur nominale de la source en entrée.

Solution $RL//$ en mode non pulsé

Le filtre basé sur l'ajout d'une inductance L_f est testé aux mêmes conditions que pour le filtre RC . Les formes des grandeurs sont semblables à celles présentées par la figure 5.14. Dans le détail, les os-

5.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

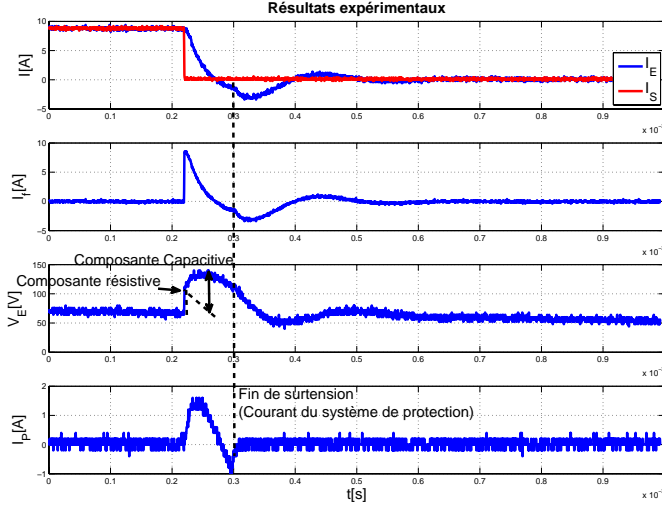


FIG. 5.17 – Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur déclenchement du courant

cillations lors des commutations sont très différentes. La figure 5.18 illustre le comportement des grandeurs du filtre lors de l'enclenchement de l'interrupteur de phase. Le courant I_{R_f} à travers la résistance de filtrage R_f ne présente plus de flanc dû à un courant de condensateur et possède un maxima de l'ordre de la moitié de la valeur de source. De même, la variation de la tension V_E ne possède plus de composante résistive.

Un phénomène oscillant apparaît au niveau du courant d'interrupteur I_S . Le mécanisme de recouvrement des charges par l'extinction de la voie de roue libre est ici combiné à un phénomène oscillant par la mise en résonance d'éléments parasites. Le détail de l'oscillation observé à la figure 5.18 est présenté par la figure 5.19.

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

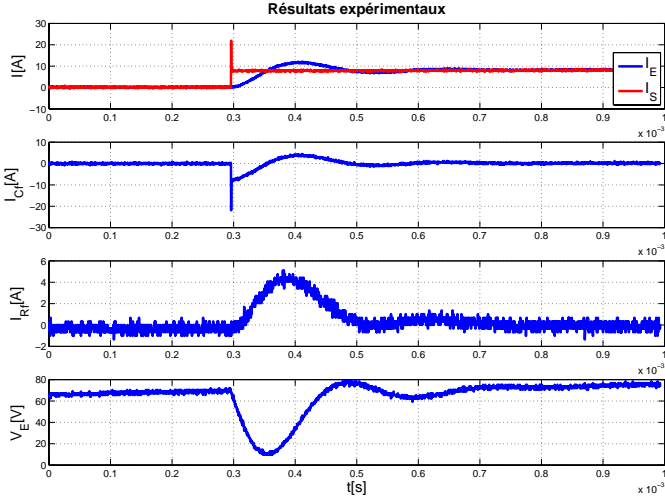


FIG. 5.18 – Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur enclenchement du courant

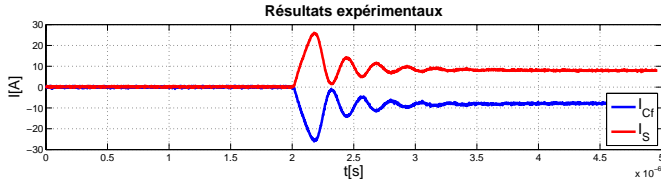


FIG. 5.19 – Phénomène d'oscillation haute fréquence sur l'enclenchement du courant de la phase

La période observée est de 250ns. Cette oscillation est inexistante dans la solution RC précédente en raison de l'amortissement naturel effectué par la composante résistive en série avec le condensateur

5.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

du filtre d'entrée. Dans cette solution, la présence en entrée de la capacité de filtrage C_f sans élément d'amortissement fait apparaître une oscillation incontrôlable d'une valeur de pic de l'ordre de trois fois la valeur du courant nominal. La figure 5.20 montre un schéma équivalent de la mise en résonance des éléments capacitifs C_D de l'interrupteur de roue libre et C_f du filtre avec l'élément parasite inductif L_D des composants. Les valeurs typiques de ces éléments sont de l'ordre du μF et du nH et génèrent une oscillation typique de l'ordre de 200ns. La période d'oscillation déduite de ces éléments correspond tout à fait avec la période observée expérimentalement. Une faible résistance R_σ due à la résistivité du câblage permet néanmoins l'atténuation de ce phénomène oscillatoire.

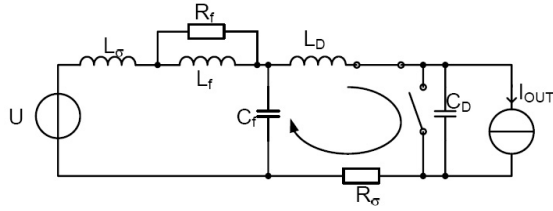


FIG. 5.20 – Schéma équivalent des éléments parasites oscillants du convertisseur

La figure 5.21 présente les grandeurs dans le filtre lors de l'extinction du courant I_S dans l'interrupteur de phase. Le phénomène observé lors de l'absorption de la surtension par le système de protection est à nouveau observé. L'absence de recouvrement de charge explique l'absence de phénomènes oscillants lors de la commutation. La résistance de filtre dissipe toute l'énergie inductive de la source et de l'inductance de filtre L_f . Une mesure de la puissance dissipée à travers la résistance R_f permet d'évaluer les pertes du filtre à $P_{\text{filtre}} = 8.12W$.

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

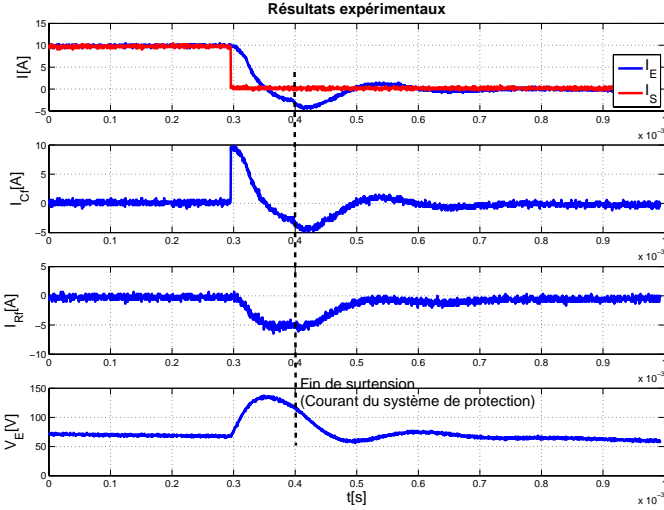


FIG. 5.21 – Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur déclenchement du courant

Solution $RL//$ en mode pulsé

Le convertisseur est commandé par une modulation pulsée sur une plage de temps défini de la même manière que la plage de conduction du convertisseur de courant non pulsé. La figure 5.22 présente les grandeurs du filtre $RL//$ dans ce mode de commande. Le courant I_E prélevé dans la source d'entrée vaut la moitié du courant I_{OUT} de la source de sortie. L'autre moitié du courant est fournie par le condensateur C_f qui alterne entre une phase de charge et de décharge à la fréquence du modulateur. Le courant I_{Rf} de la résistance R_f a une valeur moyenne nulle, mais les oscillations dues aux commutations dissipent néanmoins de l'énergie. La valeur efficace mesurée du courant I_{RfRMS} pendant la période de conduction en régime établi est égale

5.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

à 1.96A. La puissance dissipée par le filtre mesurée pendant la période de conduction en régime établi vaut $P_{\text{filtre}RMS} = 17.79W$. Par contre, la puissance dissipée durant une période totale de la source d'entrée s'élève à $P_{\text{filtre}} = 5.93W$.

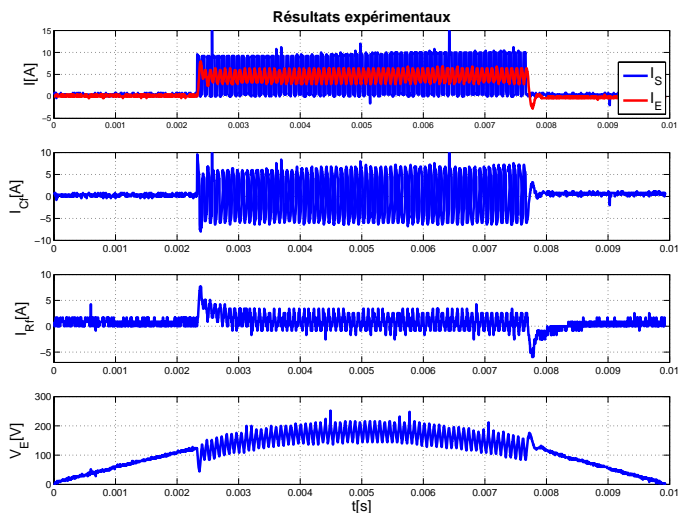


FIG. 5.22 – Comportement des grandeurs de filtre $RL//$ en mode pulsé à une fréquence de 10kHz

L'enclenchement et le déclenchement du mode pulsé présente une oscillation semblable à celle observée dans un mode non pulsé. Le courant de la source d'entrée s'établit de la même manière que précédemment. Le détail de l'enclenchement est présenté à la figure 5.23. Le temps d'établissement des grandeurs et la fin de l'oscillation *basse fréquence* est deux fois plus grande qu'en mode normal en raison du rapport cyclique de la pulsation. Cet établissement provoque un courant dissipatif dans la résistance R_f inévitable et indépendant de la

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

fréquence de pulsation.

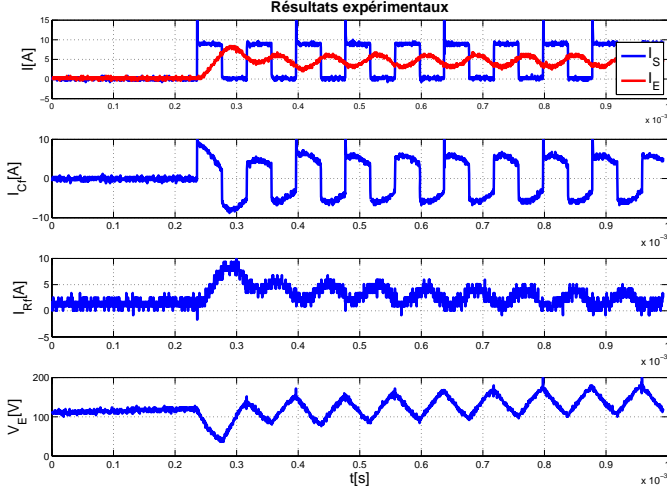


FIG. 5.23 – Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur enclenchement de la pulsation

Le déclenchement du mode pulsé est présenté par la figure 5.24. L'oscillation des grandeurs provoquée par l'extinction du courant dans les inductances est deux fois plus petite que dans un mode non pulsé car le courant I_E prélevé à la source vaut la moitié du courant I_{OUT} .

L'oscillation due à la mise en résonance des éléments parasites illustrés à la figure 5.20 est observée à chaque extinction de l'interrupteur de roue libre. La figure 5.25 illustre le comportement des grandeurs du filtre face à ce phénomène haute fréquence. Le courant de source I_E est complètement insensible à ce phénomène. Par contre, le pic de courant observé dans le courant I_S est bien le même que celui observé dans le courant I_{Cf} .

5.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

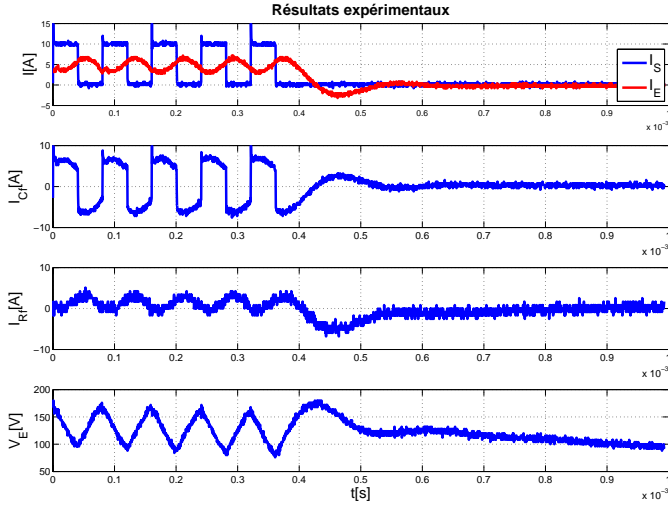


FIG. 5.24 – Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur déclenchement de la pulsation

La variation de la tension V_E du condensateur provoque une variation de courant dans la résistance R_f . Bien que la source d'entrée soit insensible, cette variation indique que ce phénomène apporte une dissipation supplémentaire dans le bilan total. La mesure du courant de I_{Rf} permet d'estimer l'énergie E_{osc} dissipée à chaque commutation. Celle-ci est mesurée et vaut $22.5\mu J$. Le problème de cet effet oscillant ne vient pas de l'énergie dissipée mais du pic de surtension appliqué à l'entrée des semiconducteurs. En effet, les éléments sont plus sensibles aux dépassements de tension, aussi courts soient-ils, qu'aux dépassements de courant.

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

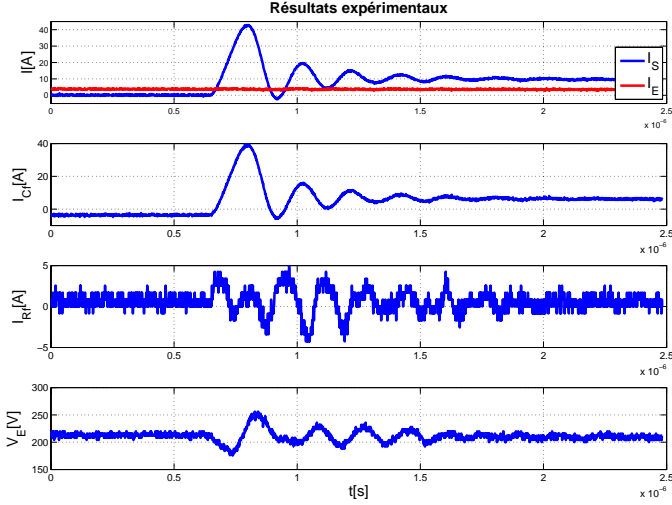


FIG. 5.25 – Phénomène d'oscillation haute fréquence sur l'enclenchement du courant de la phase

Modèle du phénomène de reconversion dans le convertisseur Buck

Pendant le recouvrement, les tensions présentent un temps de court-circuit durant lequel elles se trouvent les deux à une valeur nulle. Le court-circuit observé aux bornes des interrupteurs applique momentanément une tension nulle aux bornes du filtre d'entrée. La tension du condensateur C_f reste constante pendant le temps de la commutation. Considérant les deux types de filtre étudiés, la figure 5.26 présente les deux situations qui s'en dessinent.

La valeur de la tension du condensateur C_f est appliquée à la résistance R_f qui fournit le courant de reconversion I_{RR} . La valeur bien choisie de R_f en fonction du courant nominal et de la tension

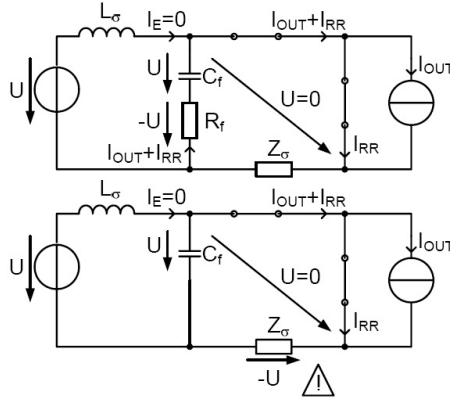


FIG. 5.26 – Schéma équivalent des éléments parasites oscillants du convertisseur

nominale permet aux interrupteurs de commuter sans mise en résonance d'éléments parasites. La résistance de ligne R_σ est de valeur négligeable par rapport à R_f . Par contre, lorsque le filtre est constitué d'un condensateur uniquement, la tension nominale est appliquée à la résistance de ligne qui provoque un courant de valeur non contrôlable limité uniquement par la faible valeur des inductances parasites du convertisseur.

5.3.2 Analyse des puissances dissipées

La puissance dissipée par la résistance R_f des filtres implémentés est mesurée et comparée aux prévisions théoriques. L'efficacité des comparateurs est mesurée expérimentalement et une explication sur les origines des pertes est avancée. Celles-ci proviennent principalement de la dissipation des filtres ainsi que des pertes par commutations dans les interrupteurs.

Comparaisons des puissances dissipées par les filtres

Le tableau 5.1 présente les mesures de dissipation par les filtres pour la comparaison avec la dissipation calculée théoriquement. Les modèles de prédiction sont en accord avec les résultats trouvés. L'énergie contenue dans les inductances est exprimée en fonction de l'inductance équivalente $L_E = L_\sigma + L_f$, où L_f est nulle dans le filtre de type RC . La fréquence des sources d'entrée vaut $f_e = 50Hz$ et la fréquence de pulsation $f_p = 10kHz$, le rapport de conduction par rapport à la période par phase est estimé à $K = 0.23$. Une mesure de l'énergie d'oscillation durant les phénomènes de recouvrement des charges dans le convertisseur avec un filtre $RL//$ permet une estimation de $E_{osc} = 22.5\mu J$.

	RC	$RL//$ non pulsé	$RL//$ pulsé	$RL//$ mixte
Enclenchement	$L_\sigma I_{OUT}^2 f_e$	$L_E I_{OUT}^2 f_e$		$\frac{1}{4} L_E I_{OUT}^2 f_e$
Déclenchement	1.74W	7.5W	x	1.88W
Recouvrement	$I_{RR} R_f \frac{t_{RR}}{2}$ 2.54μW	$E_{osc} f_e$ 1.13mW	$E_{osc} f_p$ 225mW	$E_{osc} f_p K$ 51.8mW
Oscillation due à la pulsation	x	x	$I_{RfRMS}^2 R_f$ 18.1W	$I_{RfRMS}^2 R_f K$ 4.15W
Régime AC, charge du condensateur	$R_f \left(\frac{u_{AC}}{1/\omega_e C_f + \omega_e L_\sigma + R_f} \right)^2$ 41.3mW	x	x	x
$P_{filtreTH}$ [W]	1.78	7.5	18.3	6.01
$P_{filtreEXP}$ [W]	1.79	8.12	17.79	5.93

TAB. 5.1 – Tableau des puissances dissipées par le convertisseur

Le calcul présenté par l'équation D.31 prévoit une valeur pour le courant pulsé efficace dans le filtre $RL//$ de $I_{RfRMS TH} = 2.04$ alors que la mesure expérimentale fournit une valeur de $I_{RfRMS EXP} = 1.96$. La différence provient du fait que le courant dans le conden-

5.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

sateur n'est pas parfaitement constant. Par contre cette différence tend à diminuer avec l'augmentation de la capacité du condensateur C_f . Le tableau présente les résultats escomptés et valide les modèles théoriques pour la dissipation de la puissance dans la résistance des filtres.

La puissance dissipée par le filtre $RL//$ en mode pulsé mixte est plus grande que la puissance dissipée par le filtre RC en mode normal. Pour que ces valeurs deviennent égales, la valeur du condensateur C_f doit être augmentée considérablement. A courant I_{OUT} égal, une condition pour la valeur I_{RfRMS} maximale peut être exprimée par l'équation 5.2.

$$I_{RfRMS}^2 < \frac{\left(\frac{3}{4}L_\sigma - \frac{1}{4}L_f\right) I_{OUT}^2 \frac{f_e}{f_p}}{R_f} \quad (5.2)$$

$$\text{où } I_{RfRMS} = \frac{I_{OUT}}{C_f R_f f_p 2\sqrt{3}}$$

Les valeurs du condensateur nécessaire doivent atteindre $C_f \approx 20C_{base}$ pour réduire les pertes à moins d'un demi-watt dans cette configuration de tension d'entrée et de courant de sortie. Par contre, les pertes par commutations ne sont pas considérées et doivent faire encore l'objet d'une étude.

Efficacité des convertisseurs

Le tableau 5.2 présente la mesure de l'efficacité des convertisseurs implémentés pour chaque type de filtre, à savoir les deux convertisseurs de courants à angles d'allumage positifs et négatifs ainsi que le convertisseur de courant à compensation de puissance réactive pulsé et non-pulsé. La puissance d'entrée est obtenue par la mesure de la puissance d'entrée d'une seule phase. La précision des résultats peut en être altérée par le fait que de faibles dissymétries peuvent se placer dans le système de commande en fonction de la mesure des tensions

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

d'entrées. Néanmoins, les mesures résultent sur des observations cohérentes et permettent une estimation des pertes par commutations dans le convertisseur.

		<i>RC</i>		<i>RL</i> //	
$(\alpha > 0)P_{IN}[W]$	$P_{Filtre}[W]$	875	5.4	908	24.4
$P_{OUT}[W]$	$P_{Pertes}[W]$	852	17.6	861	22.6
Efficacité		97.4%		94.8%	
$(\alpha < 0)P_{IN}[W]$	$P_{Filtre}[W]$	890	5.4	896	24.4
$P_{OUT}[W]$	$P_{Pertes}[W]$	857	27.6	834	37.6
Efficacité		96.3%		93.1%	
$(Q_{IN} = 0)P_{IN}[W]$	$P_{Filtre}[W]$	999	5.4	1007	24.4
$P_{OUT}[W]$	$P_{Pertes}[W]$	948	45.6	917	65.6
Efficacité		94.8%		91.1%	
(PULSÉ) $P_{IN}[W]$	$P_{Filtre}[W]$	x	x	1244	17.8
$P_{OUT}[W]$	$P_{Pertes}[W]$	x	x	1095	131.2
Efficacité		x		88.0%	

TAB. 5.2 – Efficacité des convertisseurs

Plusieurs résultats sont intéressants et permettent une nouvelle perspective sur la comparaison du convertisseur en mode pulsé avec le convertisseur non pulsé. Les pertes par commutations à haute fréquence semblent dominer dans le bilan des pertes, rendant la dissipation par les filtres presque négligeable. Les pertes observées dans le convertisseur avec filtre *RL*// sont systématiquement plus importants qu'avec le filtre *RC*. En effet, les oscillations provoquées par l'absorption des énergies inductives sont plus importantes et provoquent des dissipations supplémentaires qui n'apparaissent pas toutes dans la résistance R_f .

Les pertes par le convertisseur à compensation de puissance réactive non pulsé correspondent à la somme des pertes observées dans les deux convertisseurs de courant à angles d'allumage positifs et négatifs. En effet, le convertisseur voit deux fois plus de commutations.

Par contre, les commutations se font cette fois avec deux modules de natures différentes. Cette observation permet de dire que le bilan des énergies dissipées par les interrupteurs est équivalent pour les deux types de module. Une comparaison plus détaillée des commutations dans les modules est nécessaire pour confirmer cette dernière observation.

5.3.3 Commutations dans les interrupteurs

Les commutations dans les deux types d'interrupteur IGBT sont comparées pour un fonctionnement avec un filtre de type RC . Le détail des comportements présentés en section 5.2.3 permettent l'examen des commutations entre un élément monolithique et un élément IGBT-diode série conventionnel lorsque le courant passe par l'interrupteur de roue libre. De même, les résultats présentés lorsque la voie de roue libre n'est pas mise à contribution permettent l'examen des commutations entre deux éléments monolithiques. Un regard particulier est porté sur la reconversion des charges due à la diode série. Par la suite, une discussion qualitative sur les pertes en commutation dans les IGBTs est proposée par une représentation tension-courant.

Commutation entre un RB-IGBT et IGBT conventionnel

La commutation entre un IGBT conventionnel et un élément monolithique est obtenue en observant le détail des grandeurs du convertisseur à compensation de puissance réactive. La figure 5.27 illustre les grandeurs aux bornes des deux interrupteurs durant la commutation. Le blocage de la roue libre provoque un phénomène de recouvrement des charges d'une durée de 500ns et atteint un pic de courant I_{S4} de 4.5A.

La figure 5.28 montre le détail de la commutation entre l'élément de phase et l'élément de roue libre. Celle-ci est naturelle et ne présente aucun phénomène nouveau à discuter.

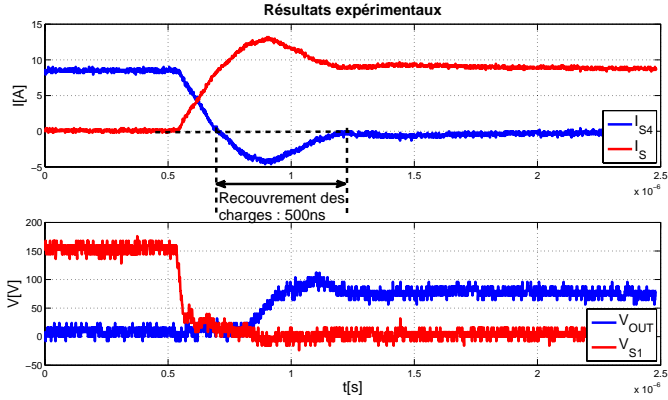


FIG. 5.27 – Detail sur les courants et tensions des interrupteurs sur enclenchement du courant de la phase

Commutation entre deux RB-IGBT

Les commutations lorsque le convertisseur de courant fonctionne en mode conventionnel permettent d'observer deux types de commutation entre éléments IGBTs à tenue de tension de blocage inverse. Un fonctionnement avec angle d'allumage positif fait apparaître un recouvrement dû à l'ouverture de la voie de courant dans l'élément de roue libre. Dans le cas où l'angle d'allumage est négatif, la commutation entre les deux éléments est naturelle.

La figure 5.29 montre le détail d'un phénomène de recouvrement dans l'élément monolithique pour les même conditions de tension et courant que précédemment. Le temps de recouvrement de 360ns est nettement inférieur au temps observé dans un élément IGBT-diode série conventionnel. De plus le pic de courant observé est inférieur de moitié. Cette expérience montre clairement que l'utilisation d'éléments RB-IGBT monolithiques permet de diminuer les phénomènes de recouvrement et ainsi diminuer les pertes en commutations.

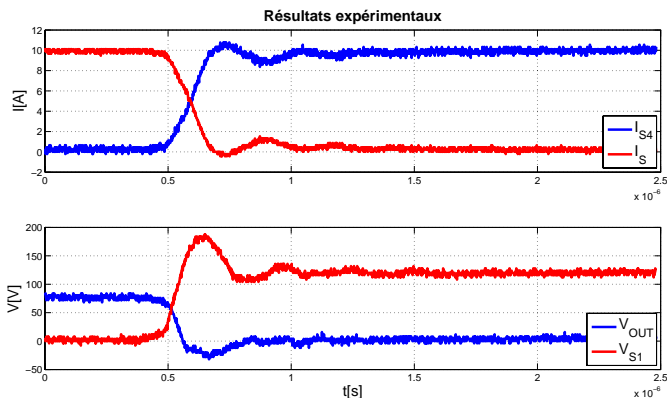


FIG. 5.28 – Detail sur les courants et tensions des interrupteurs sur déclenchement du courant de la phase

La figure 5.30 présente le détail d’une commutation naturelle entre deux éléments RB-IGBTs. Aucun phénomène oscillant ou parasite n’est à discuter. Par contre, les phénomènes de recouvrement de charges sont inexistant car la tension de blocage s’établit aux bornes de l’IGBT et non de la diode.

Une remarque intéressante est à formuler par rapport à cette dernière figure quand aux polarités des grandeurs commutées. En effet, dans un convertisseur de courant, la fermeture d’un interrupteur alors que sa tension est négative n’est techniquement jamais réalisée bien qu’en théorie elle ait été plusieurs fois décrite. D’un autre côté, un tel fonctionnement ne fait pas apparaître de phénomène de reconversion des charges.

Comparaison des dissipations

La mesure de l’énergie dissipée pour chaque commutation est calculée à partir des figures précédentes. Le tableau 5.3 présente une

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

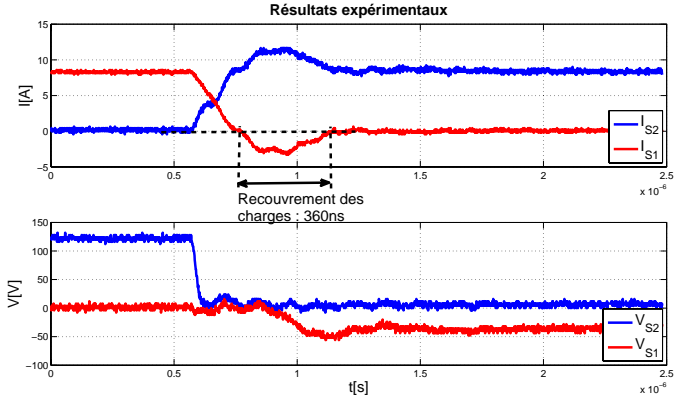


FIG. 5.29 – Detail sur les courants et tensions des interrupteurs sur enclenchement du courant de la phase

comparaison à l'enclenchement et au déclenchement pour les deux types d'interrupteurs. L'énergie dissipée lors du recouvrement des charges est bien inférieure dans le module RB-IGBT que dans le module conventionnel. Par contre, l'énergie dépensée pour l'ouverture du module monolithique est plus importante que dans le composant normal.

	Module RB-IGBT	Module IGBT
E_{ON}	92.7mJ	63.6mJ
E_{REC}	37.8mJ	43.5mJ

TAB. 5.3 – Tableau des puissances dissipées par les interrupteurs

Conventionnellement, un interrupteur dissipe plus d'énergie à l'ouverture qu'à la fermeture, notamment en raison des effets de recou-

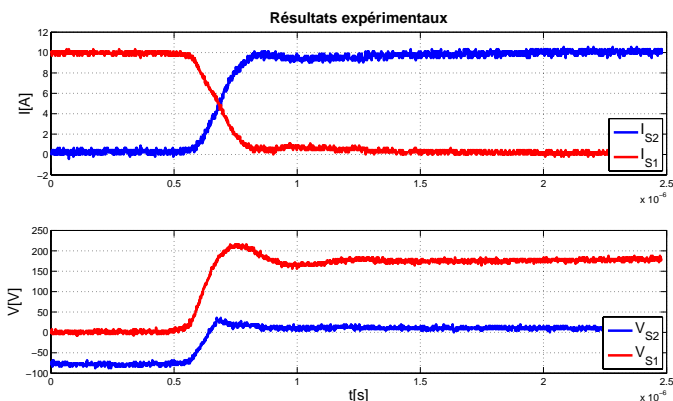


FIG. 5.30 – Detail sur les courants et tensions des interrupteurs sur enclenchement du courant de la phase à tension négative

virements. En l'occurrence, la conversion par angles d'allumages négatifs se veut plus dissipative bien que les phénomènes de reconversion n'interviennent pas. Une raison vient du sens des polarités des grandeurs et des quadrants traversés. En effet, les commutations dans la conversion par angles positifs sont moins dissipatives car les grandeurs varient dans la direction des passages par zéro.

Représentation tension-courant des commutations

Les deux types de commutation entre éléments monolithiques mis en valeur à la section précédente sont illustrés dans une représentation tension-courant. Deux phénomènes intéressants sont discutés, à savoir le recouvrement des charges dans un cas, ainsi que l'allumage à tension négative dans l'autre.

Le recouvrement intervient lorsque le convertisseur est commandé par un angle d'allumage positif. La figure 5.31 montre ce phénomène dans l'interrupteur S_1 en rouge. Le courant baisse en passant par

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

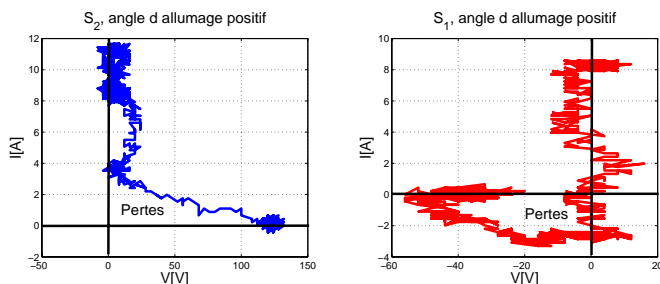


FIG. 5.31 – Représentation tension-courant des commutations pour un angle d'allumage positif

l'origine et fait une excursion dans le quadrant négatif. Pendant le temps de recouvrement, où les tensions V_{S1} et V_{S2} des deux interrupteurs est nulle, S_2 , initialement bloqué, transite à un état passant par l'origine.

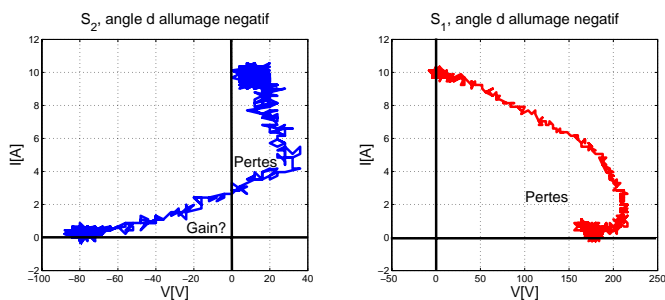


FIG. 5.32 – Représentation tension-courant des commutations pour un angle d'allumage négatif

La figure 5.32 présente la commutation entre les interrupteurs lorsque l'angle d'allumage est négatif, les courants et tensions des deux interrupteurs S_1 et S_2 sont complémentaires comme le prédit le

modèle théorique présenté au début du chapitre 3. L'interrupteur S_1 transite d'un état passant à un état bloqué en traversant le quadrant positif avec des pertes positives. En même temps, l'interrupteur S_2 est enclenché à tension négative. Son comportement est celui d'une diode. Une excursion par le quadrant à puissance négative est observée durant la commutation. Par contre, l'interrupteur transite par le premier quadrant également, compensant ainsi la puissance *générée* par l'interrupteur. Le bilan de puissance nul de cette transition prête à dire que les éléments capacitifs de l'interrupteur se déchargent, fournissant d'abord de l'énergie qui se dissipe ensuite par l'interrupteur lui-même.

5.4 Résumé

Le convertisseur de courant à compensation de puissance réactive est introduit et implémenté à une puissance nominale de 1kVA. Celui-ci permet de prélever une composante de puissance réactive nulle par le principe de la double intervention à la fermeture, par un angle d'allumage négatif, ainsi qu'à l'ouverture par un angle d'allumage positif. L'ajout d'une voie de roue libre est nécessaire pour permettre la variation du niveau de la tension de sortie du convertisseur. Deux types d'interrupteurs sont utilisés, à savoir un module IGBT-diode série conventionnel ainsi qu'un module RB-IGBT monolithique à tenue de tensions inverses. Deux types de modulation pour deux types de filtre sont en concurrence quand aux puissances dissipées. Il a été vu que le convertisseur non pulsé avec un filtre RC dissipe moins de puissance qu'un convertisseur pulsé avec un filtre $RL//$ qui permet la continuité du courant d'entrée dans la phase. Une oscillation supplémentaire intervient lors des phénomènes de reconversion des charges par le fait qu'une voie de roue libre a été ajoutée. Celle-ci est naturellement absorbée par l'élément RC placé en entrée, de ce fait, le filtre prend aussi une fonction de snubber capacitif pour les interrupteurs.

Les commutations dans les interrupteurs sont comparées pour les deux types de module présentés. Par rapport à l'élément IGBT-diode série conventionnel, l'élément monolithique voit un temps de recou-

5. CONVERTISSEUR DE COURANT À RB-IGBT

vrement des charges inférieur et dissipe moins d'énergie lors de son ouverture. Par contre, la fermeture de l'élément est plus dissipative que dans l'élément conventionnel. Une représentation courant-tension des commutations dans l'interrupteur montre un effet de décharge capacitive. Celle-ci valide le modèle de mécanisme de commutations incluant les éléments passifs présenté au début de ce travail.

Chapitre 6

Conclusions

Ce travail introduit la notion de commutation automatique pour permettre la commande d'un interrupteur bidirectionnel en lui accordant la propriété de direction de courant privilégiée. Ainsi, les convertisseurs d'électronique de puissance en général, mais en plus particulier les convertisseurs de courant classiques pourront voir leurs interrupteurs issus d'une composition d'éléments actifs remplacés à l'avenir par des éléments non conventionnels. Des concepts relativement simples comme les interrupteurs monolithiques à blocage inverse ou à conduction bidirectionnelle de courant, aux idées plus futuristes telles que l'apparition de dispositifs basés par exemple sur la photoconduction, les mécanismes de commutation devront être redéfinis. Dans cette optique, la commande appropriée de ces interrupteurs, synthétisée sur les propriétés de la commutation spontanée permet aux convertisseurs de courant d'épouser un comportement similaire aux solutions classiques, indépendamment de l'utilisation de diodes.

La commutation automatique présente un état supplémentaire à la description d'une cellule de commutations. La considération de celui-ci apporte une information supplémentaire aux comportements des grandeurs aux bornes d'un interrupteur par une nouvelle façon de représenter la commutation dans un espace tension-courant. A la

6. CONCLUSIONS

condition d'une commande rapprochée suffisamment rapide pour la détection de courts-circuits et de surtensions dans une cellule de commutation, l'état transitoire apparaît comme une partie intégrante du mécanisme de commutation. Contrairement aux tendances d'aujourd'hui, l'importance des éléments passifs revient au devant de la scène. En effet, la mise en court-circuit artificielle d'une source de tension sur un temps défini nécessite l'introduction d'inductances dans le convertisseur. Alors que l'utilisation de condensateurs de snubber reste très actuelle, le snubber inductif constitue un élément peu répandu dont l'utilisation a tendance à être évitée.

Les perspectives ouvertes par ce travail montrent d'abord la possibilité de se soustraire de la diode dans la conversion de puissance où le courant est manipulé dans un sens privilégié. De plus, celle-ci permet de considérer la connexion de sources variables de même nature à la condition de pouvoir détecter des valeurs nulles de tension ou de courant. L'application d'un système programmable à la commande d'un interrupteur bidirectionnel permet une synthèse dynamique de toutes les fonctions d'interrupteur existantes dans une optique d'uniformisation des convertisseurs de puissance.

6.1 Commande automatique du futur

La figure 6.1 illustre une cellule de commutation automatique complète. Chaque interrupteur est bidirectionnel et monolithique. Le driver par injection de charges ou de photons et un système de commande automatique sont intégrés dans un unique composant placé au plus près de l'interrupteur de puissance. Un modulateur prend part à une gestion globale des commutations en donnant aux drivers les instructions de fonctions à réaliser et une éventuelle commande.

Le système de gestion des autorisations à la commutation et de la commande peut être implémenté au niveau du modulateur ou du driver directement. Chaque interrupteur peut prendre à tour de rôle un statut d'interrupteur *initiant* ou *concluant* sur décision du modulateur externe. Ainsi, une commande basée sur la détection de passages par zéro moins dissipative peut toujours être sollicitée, en provoquant

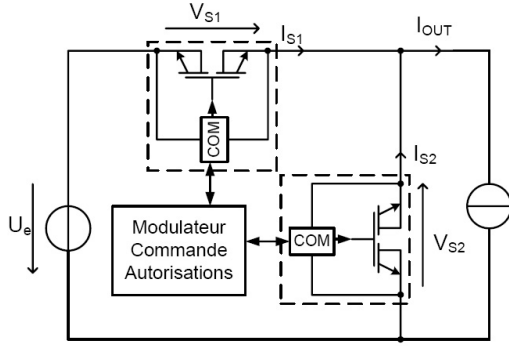


FIG. 6.1 – Déclenchement de la voie de roue libre en commutation naturelle sans recouvrement

un état transitoire favorable en fonction des polarités des grandeurs de source.

6.2 Connexion de sources de même nature

L'apparition non conventionnelle de mécanismes de commutation basés sur la synthèse des comportements spontanés des diodes permet une nouvelle perspective dans la gestion des liaisons dangereuses définies par [52] quand à la commutation de sources de même nature. Celle-ci est proscrite dans les modèles de commutation classiques par le faible rendement du transfert de puissance ainsi que par les régimes transitoires incontrôlables. La connexion de sources de même nature peut néanmoins être réalisée dans le respect de conditions bien précises impliquant la gestion des passages par zéro des grandeurs ainsi que la variabilité des sources.

6. CONCLUSIONS

Capacités commutées

La figure 6.2 présente une connexion de capacité à une source de tension. Cette source est accompagnée d'une inductance de connexion L_e fournissant le courant de charge à la source de tension de sortie constituée des deux condensateurs. La fermeture de l'interrupteur passe par un pic de courant théoriquement infini. Celui-ci est accompagné d'un transfert de puissance ne dépassant pas 50% pour des valeurs de capacité égales.

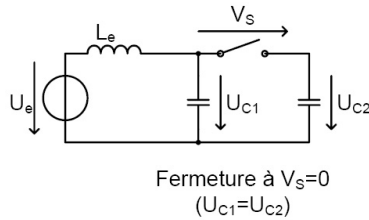


FIG. 6.2 – Connexion de sources de tension

Dans un cas idéal où les inductances de lignes ne sont pas considérées, l'ouverture de l'interrupteur peut être effectuée à n'importe quel moment. Par contre, la connexion des condensateurs doit être effectuée à un zéro de tension aux bornes de l'interrupteur. Ainsi, un interrupteur bidirectionnel classique laissera la mise en conduction spontanée de l'une de ces diodes pour réaliser une commutation sans pertes. Le système de détection automatique proposé dans ce travail permet de réaliser une commande où la direction de tension de blocage privilégiée n'est plus à considérer.

Inductances commutées

La figure 6.3 présente le cas dual d'une inductance connectée à une source de courant. Celle-ci est accompagnée d'un condensateur de source C_e pour fournir la tension à la source de courant constituée des deux inductances. L'ouverture de l'interrupteur passe par un pic de

tension théoriquement infini. Celui-ci est accompagné d'un transfert de puissance ne dépassant pas 50% pour des valeurs d'inductances égales.

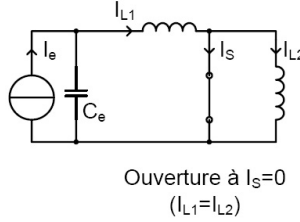


FIG. 6.3 – Connexion de sources de courant

De manière duale au cas précédent, la fermeture de l'interrupteur peut être effectuée à n'importe quel moment. Son ouverture, par contre, doit être effectuée à un zéro de courant de conduction. A nouveau, une solution conventionnelle à interrupteurs bidirectionnels propose l'ouverture spontanée de l'une des diodes série. Pareillement, un système de détection automatisé permet de ne plus avoir à considérer le sens du courant de conduction dans l'interrupteur.

6.3 Modèle de snubber et éléments passifs

Il a été vu tout au long de ce travail la nécessité de considérer les éléments passifs dans la cellule de commutation. La figure 6.4 présente le convertisseur Buck avec ses éléments de filtrage et de snubber. La source de tension réelle est souvent accompagnée d'une inductance série L_σ . L'ouverture de la voie de courant dans la source passe par une oscillation qui doit être absorbée par un filtre d'entrée. Celui-ci est constitué d'un condensateur C_f et d'une résistance R_f pour l'atténuation des régimes oscillants. Il a été vu que cette résistance sert aussi à atténuer les oscillations haute fréquence apparaissant lors de la mise en résonance des éléments de snubber. Ce dernier est constitué

6. CONCLUSIONS

d'une composition sérielle d'un condensateur C_S avec une résistance R_S en parallèle avec l'interrupteur bidirectionnel. Une inductance L_S est placée en série.

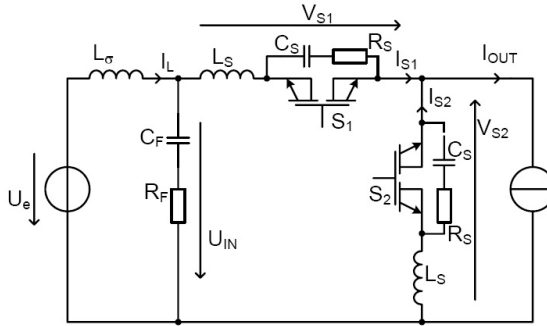


FIG. 6.4 – Commutations automatiques idéalisées

Les valeurs des paramètres des éléments passifs sont déterminées selon des critères énergétiques en définissant pour le convertisseur des valeurs de C_{base} , R_{base} et L_{base} . La capacité du condensateur C_f est dimensionnée de manière à emmagasiner l'énergie inductive de la source contenue dans L_σ . Les valeurs de C_S et de L_S sont liées de la même manière que les valeurs des éléments du filtre d'entrée. Celles-ci sont déterminées en fonction d'un paramètre correspondant au temps de réaction du système de détection automatique afin de permettre le contrôle de la variation des grandeurs de source.

6.4 Perspectives dans la conversion de courant

La conversion de courant d'aujourd'hui utilise très massivement la commutation spontanée de diodes en série à des éléments actifs pour permettre une direction de conduction privilégiée aux interrupteurs

bidirectionnels. Cette façon de commuter permet une commutation naturelle des grandeurs de puissance sans provoquer de courts-circuits entre sources de tensions. L'apparition d'interrupteurs bidirectionnels monolithiques permettra d'une part de diminuer dramatiquement le nombre d'éléments prenant part à la composition d'interrupteurs, mais d'autre part, les propriétés de commutation spontanée seront synthétisées par une commande rapprochée épousant des mécanismes basés sur la mesure des grandeurs aux bornes des éléments de puissance.

La commutation automatique basée sur la détection de changement de polarités des grandeurs aux bornes d'un interrupteur apporte une solution au désagrément posé par la suppression de la commutation spontanée des diodes. En effet, l'amorçage d'un interrupteur peut attendre que la tension à ces bornes soit de la polarité souhaitée pour effectivement commuter. L'interrupteur matriciel automatique décrit à la fin du chapitre 4 présente un élément qui dynamiquement prend un statut d'interrupteur *initiant* ou *concluant* en fonction de la polarité des grandeurs à ses bornes. Grâce à celui-ci, la fonction de diode souhaitée est remplie pour permettre une commutation pseudo-spontanée à un interrupteur moins dissipatif que les solutions d'aujourd'hui.

6.5 Publications

Trois publications de conférence présentent des résultats intermédiaires de cette étude. L'étude des commutations dans un interrupteur bidirectionnel composé de transistors MOS a été publiée dans le cadre de la conférence EPF 2006 (Électronique de Puissance du Futur) à Grenoble en France [53]. La conception de la commande rapprochée pour l'implémentation de comportements spontanés dans les interrupteurs bidirectionnels a été présentée dans le cadre de la conférence PCC 2007 (Power Conversion Conference) à Nagoya au Japon [54]. Finalement, la synthèse des mécanismes de commutations automatiques ainsi que la représentation tension-courant pour l'exploitation de résultats expérimentaux ont été proposées dans le

6. CONCLUSIONS

cadre de la conférence EPE 2007 (European Power Electronics) à Aalborg au Danemark [55]. D'autres publications faisant références aux conclusions de ce travail ont été soumises dans le cadre de plusieurs conférences prévues durant l'année 2009, notamment à PCIM (Power Conversion Intelligent Motion) à Nuremberg.

Annexe A

Modèles pour la commutation automatisée

A.1 Modèle du convertisseur buck et éléments passifs

La figure A.1 présente un modèle simplifié de la cellule de commutation, considérant les éléments passifs de snubber ajoutés artificiellement. Une inductance L_S est placée en série avec l'interrupteur S_2 . En parallèle à chaque interrupteur se trouve un condensateur C_S en série avec une résistance R_S . Les valeurs de ces composants, données par les relations A.1, sont identifiées selon les calculs présentés aux annexes B et D en fonction d'une valeur d'inductance de ligne L_σ qui dépend de la géométrie du circuit.

A. MODÈLES POUR LA COMMUTATION AUTOMATISÉE

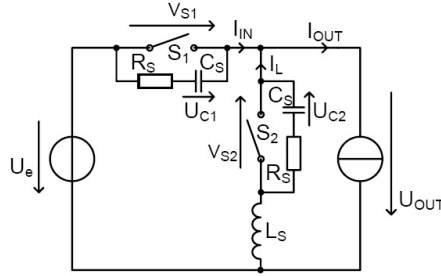


FIG. A.1 – Cellule de commutation automatique avec snubber inductif et capacitif

$$\begin{aligned}
 C_S &= C_{base} = L_\sigma \frac{I_{OUT}^2}{U_E^2} \\
 R_S &= R_{base} = \frac{U_E}{I_{OUT}} \\
 L_S &= L_{base} = L_\sigma
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

Une méthode numérique est utilisée pour représenter les phénomènes transitoires du circuit équivalent. Les équations différentielles décrivant chaque étape des processus de commutation sont reformulées dans un espace d'état pour obtenir l'équation matricielle A.2. Les matrices A et B sont déterminées par rapport aux paramètres du système d'équations différentielles.

$$\begin{aligned}
 \overrightarrow{\dot{x}(t)} &= A\overrightarrow{x(t)} + B\overrightarrow{u(t)} \\
 \text{avec } \overrightarrow{x(t)} &= \begin{bmatrix} u_{C1}(t) \\ u_{C2}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix}, \quad \overrightarrow{u(t)} = \begin{bmatrix} U_E \\ I_{OUT} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{A.2}$$

La résolution du système est réalisée par la méthode des trapèzes

A.2. MODÈLE ANALYTIQUE POUR LA COMMUTATION SYNCHRONES

avec la relation s'exprimant par l'équation A.3 dont les coefficients M et N sont donnés par les relations A.4 et A.5.

$$\overrightarrow{x(t)} = M\overrightarrow{x(t - \Delta t)} + N[\overrightarrow{u(t)} + \overrightarrow{u(t - \Delta t)}] \quad (\text{A.3})$$

$$M = [I - \frac{\Delta t}{2}A]^{-1}[I + \frac{\Delta t}{2}A] \quad (\text{A.4})$$

$$N = [I - \frac{\Delta t}{2}A]^{-1}\frac{\Delta t}{2}B \quad (\text{A.5})$$

avec Δt : Échantillonnage

Les processus de commutation sont décrits d'abord en équations différentielles puis résolues par un simulateur numérique. Les régimes dynamiques pour la commutation synchrone sont d'abord décrits dans un cas où les états des interrupteurs sont parfaitement complémentaires. Par la suite, une description des régimes dynamiques pour les processus de fermeture automatique et d'ouverture automatique est donnée.

A.2 Modèle analytique pour la commutation synchrone

La figure A.2 présente un modèle simplifié des circuits équivalents dans les processus de commutation synchrone dans la cellule de commutation. Les états des interrupteurs sont toujours complémentaires. Les régimes dynamiques des grandeurs d'état sont étudiés lors de l'isolement des sources et lors de leur connexion.

Isolement des sources

Les valeurs initiales des variables d'état lorsque les sources sont connectées sont données par les relations A.6. L'interrupteur S_2 supporte la tension d'entrée, l'interrupteur S_1 est fermé et le courant i_L dans l'inductance L_S est nul.

A. MODÈLES POUR LA COMMUTATION AUTOMATISÉE

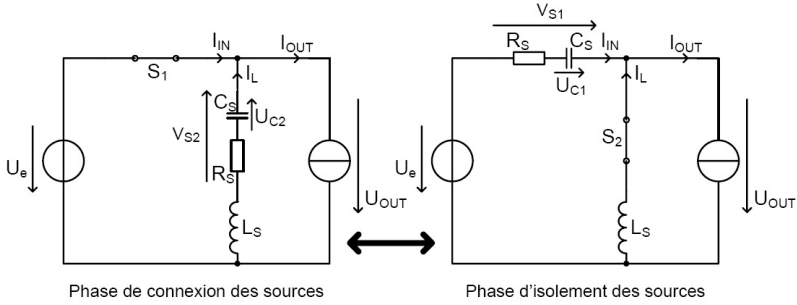


FIG. A.2 – Représentation du modèle analytique des processus de commutation synchrone

$$\begin{aligned}
 u_{C1}(0) &= 0 \\
 u_{C2}(0) &= -U_E \\
 i_L(0) &= 0
 \end{aligned} \tag{A.6}$$

Le système d'équations différentielles du circuit équivalent à la situation où l'interrupteur S_1 est ouvert est donné par les relations A.7. La tension u_{C2} du condensateur aux bornes de S_2 est régie par une équation décrivant sa décharge dans la résistance R_S du snubber capacitif. Les matrices A et B issues de ces équations sont données par les relations A.8.

$$\begin{aligned}
 \frac{du_{C1}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} [I_{OUT} - i_L(t)] \\
 \frac{du_{C2}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} \left[-\frac{u_{C2}(t)}{R_S} \right] \\
 \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L_S} [-U_E + RI_{OUT} + u_{C1}(t) - Ri_L(t)]
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

A.2. MODÈLE ANALYTIQUE POUR LA COMMUTATION SYNCHRONES

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{C_S} \\ 0 & -\frac{1}{R_S C_S} & 0 \\ \frac{1}{L_S} & 0 & -\frac{2R_S}{L_S} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_S} \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_S} & \frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \quad (A.8)$$

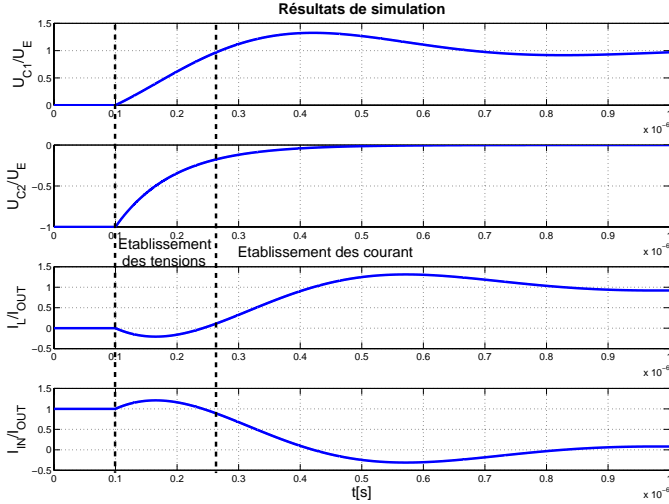


FIG. A.3 – Comportement des grandeurs dans la cellule de commutation lors de l'isolement synchrone des sources

Le résultat de simulation est donné par la figure A.3. Une phase de commutation des tensions apparaît d'abord. Une légère variation de courant intervient pour la charge et la décharge des snubbers capacitifs. Ensuite, le courant s'établit dans l'interrupteur de roue libre

et finalement un état stable est obtenu. Le comportement de la tension u_{C2} montre une décharge à travers la résistance indépendante du reste du processus, alors que le comportement de la tension u_{C1} présente une variation linéaire en rapport avec le courant d'entrée i_{IN} .

Connexion des sources

Les valeurs initiales des variables d'état lorsque les sources sont isolées sont données par les relations A.9. L'interrupteur S_1 supporte la tension d'entrée, l'interrupteur S_2 est fermé et le courant i_L dans l'inductance L_S vaut le courant de source I_{OUT} .

$$\begin{aligned} u_{C1}(0) &= -U_E \\ u_{C2}(0) &= 0 \\ i_L(0) &= I_{OUT} \end{aligned} \tag{A.9}$$

Le système d'équations différentielles du circuit équivalent à la situation où l'interrupteur S_1 est fermé est donné par les relations A.10. La tension u_{C1} du condensateur aux bornes de S_1 est régie par une équation décrivant sa décharge dans la résistance R_S du snubber capacitif. Les matrices A et B issues de ces équations sont données par les relations A.11.

$$\begin{aligned} \frac{du_{C1}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} \left[-\frac{u_{C1}(t)}{R_S} \right] \\ \frac{du_{C2}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} [i_L(t)] \\ \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L_S} [-U_E - u_{C2}(t) - Ri_L(t)] \end{aligned} \tag{A.10}$$

A.2. MODÈLE ANALYTIQUE POUR LA COMMUTATION SYNCHRONES

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_S C_S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & -\frac{1}{L_S} & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_S} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

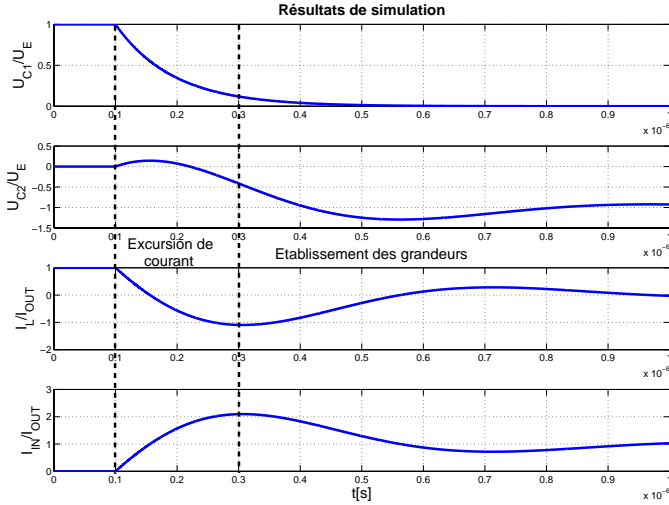


FIG. A.4 – Comportement des grandeurs dans la cellule de commutation lors de la connexion des sources

Le résultat de simulation est donné par la figure A.4. Une phase de variation des courants apparaît en premier lieu faisant apparaître un régime de pseudo court-circuit. Les grandeurs s'établissent ensuite

avec un régime oscillant dont la période est déterminée par les valeurs du condensateur C_S et de l'inductance L_S du circuit snubber. Le comportement de la tension u_{C1} montre une décharge à travers la résistance indépendante du reste du processus alors que le comportement de la tension u_{C2} présente une variation en rapport avec le courant i_L .

A.3 Modèle analytique pour la fermeture automatique

La figure A.5 présente les deux modèles simplifiés des circuits équivalents dans le processus de fermeture automatique par détection du changement de la polarité de la tension. En premier lieu, les deux interrupteurs S_1 et S_2 sont ouverts. Les éléments actifs dans les phénomènes dynamiques des grandeurs du convertisseur sont les deux snubbers capacitifs ainsi que l'inductance en série avec S_2 . Dans un deuxième temps, après que le système de détection ait agit, l'interrupteur S_2 court-circuite le snubber capacitif et seul l'inductance reste active.

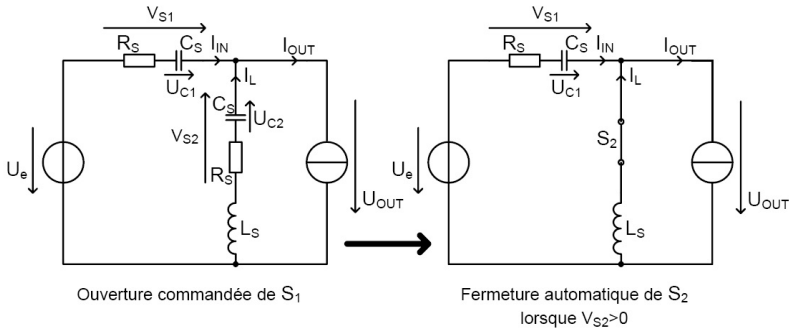


FIG. A.5 – Représentation du modèle analytique du processus de commutation sur détection de circuits ouverts

A.3. MODÈLE ANALYTIQUE POUR LA FERMETURE AUTOMATIQUE

Les valeurs initiales des variables d'état lorsque les sources sont connectées sont données par les relations A.12. L'interrupteur S_2 supporte la tension d'entrée, l'interrupteur S_1 est fermé et le courant i_L dans l'inductance L_S est nul.

$$\begin{aligned} u_{C1}(0) &= 0 \\ u_{C2}(0) &= -U_E \\ i_L(0) &= 0 \end{aligned} \tag{A.12}$$

Le système d'équations différentielles du circuit équivalent à la situation où les deux interrupteurs sont ouverts est donné par les relations A.13. Les matrices A et B issues de ces équations sont données par les relations A.14.

$$\begin{aligned} \frac{du_{C1}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} [I_{OUT} - i_L(t)] \\ \frac{du_{C2}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} [i_L(t)] \\ \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L_S} [-U_E + RI_{OUT} + u_{C1}(t) - u_{C2}(t) - 2Ri_L(t)] \end{aligned} \tag{A.13}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{C_S} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_S} \\ \frac{1}{L_S} & -\frac{1}{L_S} & -\frac{2R_S}{L_S} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_S} \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_S} & \frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \tag{A.14}$$

Après détection d'une tension nulle aux bornes de l'élément $R_S C_S$ de l'interrupteur S_2 , les équations différentielles du nouveau circuit équivalent sont données par les relations A.15. L'équation régissant le comportement de la tension u_{C2} aux bornes du condensateur de

A. MODÈLES POUR LA COMMUTATION AUTOMATISÉE

snubber de S_2 est celle d'une simple décharge à travers la résistance R_S . Les matrices A et B issues de ces équations sont données par les relations A.16.

$$\begin{aligned}\frac{du_{C1}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} [I_{OUT} - i_L(t)] \\ \frac{du_{C2}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} \left[-\frac{u_{C2}(t)}{R_S} \right] \\ \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L_S} [-U_E + RI_{OUT} + u_{C1}(t) - Ri_L(t)]\end{aligned}\tag{A.15}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{C_S} \\ 0 & -\frac{1}{R_S C_S} & 0 \\ \frac{1}{L_S} & 0 & -\frac{2R_S}{L_S} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_S} \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_S} & \frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix}\tag{A.16}$$

Le résultat de simulation est donné par la figure A.6. Les trois phases du processus de commutation sont illustrées. D'abord un état stable montre une situation où les sources de tension et de courant sont connectées. La deuxième phase montre l'effet de l'ouverture de l'interrupteur S_1 . Le courant de source I_{OUT} prélève un courant équivalent dans les deux condensateurs C_S . Lorsque la tension aux bornes de l'interrupteur S_2 atteint la valeur nulle, les grandeurs s'établissent dans un nouvel état stable de roue libre.

A.4 Modèle analytique pour l'ouverture automatique

La figure A.7 présente les deux modèles simplifiés des circuits équivalents dans le processus d'ouverture automatique par détection

A.4. MODÈLE ANALYTIQUE POUR L'OUVERTURE AUTOMATIQUE

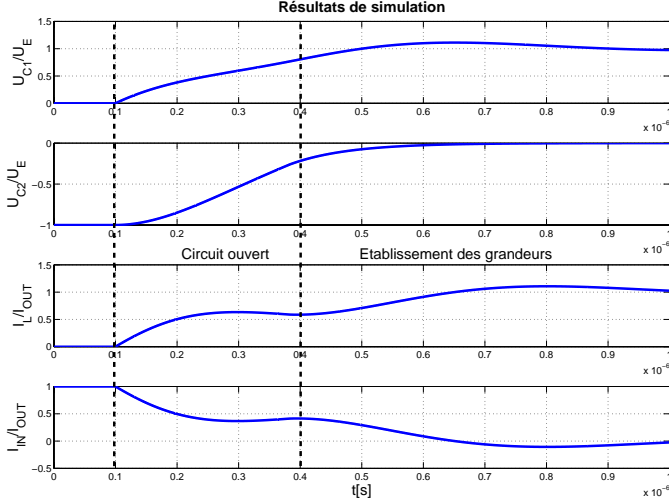


FIG. A.6 – Comportement des grandeurs dans la cellule automatique lors de la détection de circuits ouverts

du changement de la polarité du courant. En premier lieu, les deux interrupteurs S_1 et S_2 sont fermés. Le seul élément actif dans les phénomènes dynamiques des grandeurs du convertisseur est l'inductance en série avec S_2 . Dans un deuxième temps, après que le système de détection ait agit, l'interrupteur S_2 est ouvert ajoutant le snubber capacitif en série avec l'inductance L_S .

Les valeurs initiales des variables d'état lorsque les sources sont isolées sont données par les relations A.17. L'interrupteur S_1 supporte la tension d'entrée, l'interrupteur S_2 est fermé et le courant i_L dans l'inductance L_S vaut le courant de source I_{OUT} .

A. MODÈLES POUR LA COMMUTATION AUTOMATISÉE

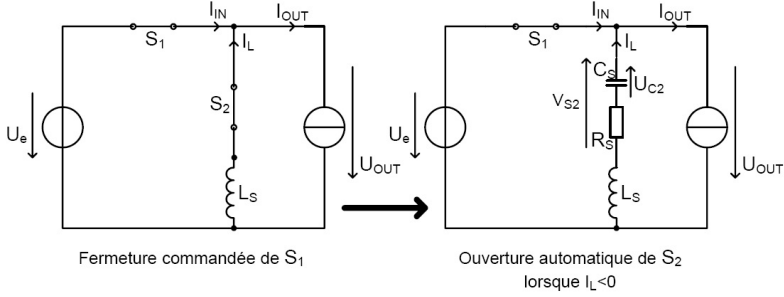


FIG. A.7 – Représentation du modèle analytique du processus de commutation sur détection de courts-circuits

$$\begin{aligned}
 u_{C1}(0) &= -U_E \\
 u_{C2}(0) &= 0 \\
 i_L(0) &= I_{OUT}
 \end{aligned} \tag{A.17}$$

Le système d'équations différentielles du circuit équivalent à la situation où les deux interrupteurs sont fermés est donné par les relations A.18. Les tensions u_{C1} et u_{C2} des deux condensateurs sont régies par une équation décrivant leur décharge dans les résistances R_S des snubbers capacitifs respectifs. Les matrices A et B issues de ces équations sont données par les relations A.19.

$$\begin{aligned}
 \frac{du_{C1}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} \left[-\frac{u_{C1}(t)}{R_S} \right] \\
 \frac{du_{C2}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} \left[-\frac{u_{C2}(t)}{R_S} \right] \\
 \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L_S} [-U_E]
 \end{aligned} \tag{A.18}$$

A.4. MODÈLE ANALYTIQUE POUR L'OUVERTURE AUTOMATIQUE

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_S C_S} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_S C_S} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_S} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

Après détection d'un courant i_L nul dans l'élément L_S , les équations différentielles du nouveau circuit équivalent sont données par les relations A.20. Les matrices A et B issues de ces équations sont données par les relations A.21.

$$\begin{aligned} \frac{du_{C1}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} \left[-\frac{u_{C1}(t)}{R_S} \right] \\ \frac{du_{C2}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_S} [i_L(t)] \\ \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L_S} [-U_E - u_{C2}(t) - Ri_L(t)] \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_S C_S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_S} \\ 0 & -\frac{1}{L_S} & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_S} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Le résultat de simulation est donné par la figure A.8. Les trois phases du processus de commutation sont illustrées. D'abord un état stable montre une situation où les sources de tension et de courant sont isolées. La deuxième phase montre l'effet de la fermeture de l'interrupteur S_1 . Le courant de l'inductance court-circuitée diminue

A. MODÈLES POUR LA COMMUTATION AUTOMATISÉE

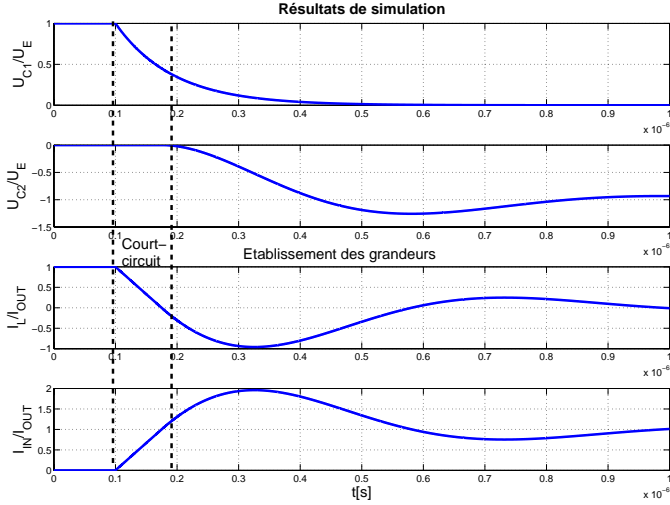


FIG. A.8 – Comportement des grandeurs dans la cellule automatique lors de la détection de courts-circuits

avec une pente déterminée par la valeur de l'inductance. Après le passage par zéro, les grandeurs s'établissent avec un régime oscillant dont la période est déterminée par les valeurs du condensateur C_S et de l'inductance L_S du circuit snubber. Le comportement de la tension u_{C1} montre une décharge à travers la résistance indépendante du reste du processus.

La figure A.9 montre le même circuit régi par le même type de détection avec une approche simulant le phénomène de recouvrement dans l'interrupteur S_2 . L'ouverture de cet interrupteur est effectuée non pas à une valeur nulle du courant mais à une valeur opposée à la valeur du courant de source I_{OUT} . Le comportement des grandeurs après la détection ne présente pas de perturbation supplémentaire

A.4. MODÈLE ANALYTIQUE POUR L'OUVERTURE AUTOMATIQUE

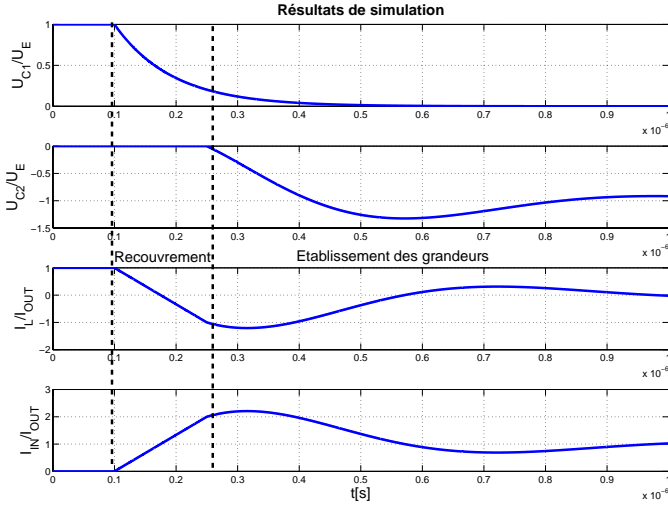


FIG. A.9 – Comportement des grandeurs dans la cellule automatique lors de la détection de courts-circuits avec phénomène de recouvrement

malgré le retard du système.

Annexe B

Réalisation de l'interrupteur automatique

B.1 Composition détaillée de l'interrupteur bidirectionnel avec transistors MOS

L'interrupteur bidirectionnel est synthétisé par la mise en série de transistors MOS. Les effets de la diode intrinsèque sont atténués de deux manières. L'une par la conduction inverse du canal, l'autre par l'utilisation de diodes à substrat SiC. Un snubber capacitif est dimensionné pour l'absorption des phénomènes oscillatoires intervenant lors des commutations dans l'interrupteur.

B.1.1 Approche par la conduction inverse du MOS-FET

Par une commande appropriée, les pertes par conduction et par commutation peuvent être réduites d'un tiers par rapport à une so-

B.1. COMPOSITION DÉTAILLÉE DE L'INTERRUPTEUR

lution conventionnelle de type onduleur unidirectionnel [7]. Il faut pour cela activer la conduction du transistor en polarisation inverse afin de dévier une partie du courant passant par la diode intrinsèque vers la résistance de conduction du transistor. En effet d'après [12], il existe une plage de tension de drain où le courant passe majoritairement par la résistance de conduction R_{DSON} . La figure B.1 montre la caractéristique linéaire du courant de conduction inverse contre la caractéristique exponentielle du courant de la diode intrinsèque.

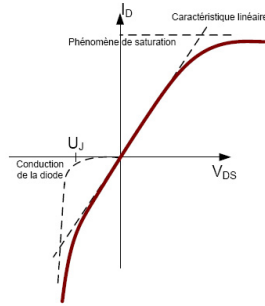


FIG. B.1 – Comportement du courant d'un transistor MOS en fonction de la tension drain-source

La caractéristique linéaire dépend de la valeur de la résistance interne de conduction R_{DSON} . Celle-ci doit être la plus petite possible pour que le courant de conduction inverse passe majoritairement par le canal et non par la diode. Par ce fait, les charges accumulées dans la jonction PN sont minimisées. Une valeur limite de courant pour un bon fonctionnement est estimée à $I_D = U_J/R_{DSON}$. Au delà de ce courant limite, la tension aux bornes de la diode dépasse le seuil U_J . Le courant inverse passe alors majoritairement à travers celle-ci.

La figure B.2 montre une implémentation permettant d'obtenir un comportement parfaitement symétrique avec un seul signal de commande. Les courants sont dirigés par conduction inverse dans les canaux des transistors [56]. La solution d'activer simultanément les

B. RÉALISATION DE L'INTERRUPTEUR AUTOMATIQUE

deux canaux des transistors MOS en anti série permet idéalement de court-circuiter la diode parasite si le courant de conduction produit une tension drain-source inférieure à la valeur de U_J .

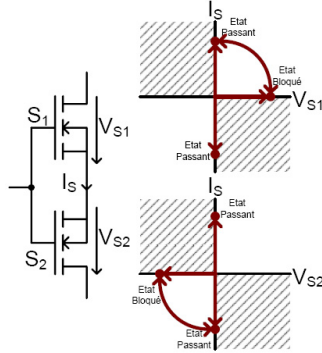


FIG. B.2 – Interrupteur bidirectionnel formé de transistors MOS en conduction inverse

B.1.2 Mise en parallèle d'une diode à substrat SiC

La diode intrinsèque au transistor n'étant pas une diode optimisée, une seconde option est de la remplacer par une plus performante. La figure B.3 montre une implémentation où la conduction par la diode intrinsèque est rendue impossible par la mise en anti-série d'une autre diode. Le courant passe obligatoirement par un transistor en conduction directe et une diode aux performances indépendantes de ce premier.

Des constructeurs proposent des diodes Schottky à substrat SiC. Elles ont plusieurs avantages par rapport aux diodes ordinaires, dont une tension de conduction inférieure permettant une diminution des pertes [57]. Par contre, le principal intérêt de ces diodes réside dans une grande réduction du phénomène de reconversion des charges. De ce fait, les pertes par commutation sont nettement réduites.

B.1. COMPOSITION DÉTAILLÉE DE L'INTERRUPTEUR

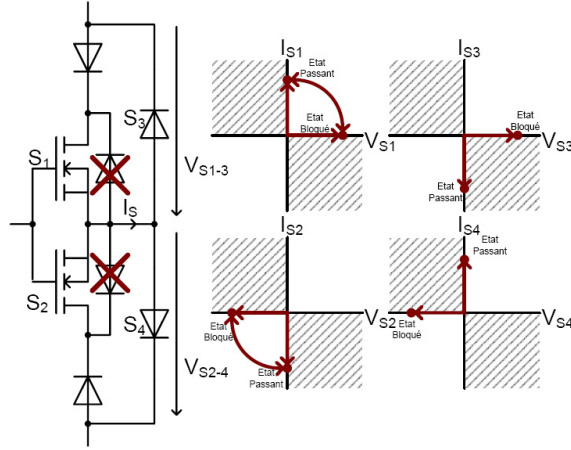


FIG. B.3 – Interrupteur bidirectionnel formé de transistors MOS avec l'utilisation de diodes SiC

B.1.3 Circuit d'aide à la commutation

Les commutations faisant apparaître des sauts de tension et de courant sont accompagnées de grandes oscillations, notamment lors du blocage des diodes. Celles-ci sont dues à la mise en résonance des capacités parasites des composants avec les inductances parasites de lignes. Pour absorber cette résonance et stabiliser la tension aux bornes de l'interrupteur, un circuit capacitif est placé en parallèle des interrupteurs. Le montage snubber proposé est tiré de [58]. Celui-ci est un simple montage RC en série avec une composante résistive pour l'atténuation des oscillations.

Les valeurs des éléments du snubber dépendent de la tension de source V_{IN} , du courant de source I_{OUT} ainsi que des valeurs des composants parasites entrant en résonance lors des commutations. Une valeur de condensateur est proposée par la relation B.1. C'est la valeur de capacité nécessaire pour absorber la puissance emmagas-

sinée par l'inductance équivalente de ligne, celle-ci est appelé C_{base} . Aux pertes par commutation vient s'ajouter un terme défini par B.2 dépendant de la valeur de la capacité de snubber C_S .

$$C_{base} = \frac{L_{\sigma} I_{OUT}^2}{V_{IN}^2} \quad (B.1)$$

$$P_{Snubber} = \frac{1}{2} C_S V_{IN}^2 f_{COMM} \quad (B.2)$$

Une résistance R_S définie en fonction de R_{base} est placée en série atténue l'oscillation causée par le circuit LC équivalent. Sa valeur est établie par la relation B.3 déduite directement des valeurs des grandeurs commutées.

$$R_{base} = \frac{V_{IN}}{I_{OUT}} \quad (B.3)$$

Lors d'une commutation, le maximum du pic de tension est minimal pour des valeurs de snubber $R_S = R_{base}$ et $C_S = C_{base}$ [58].

B.2 Détail de la commande automatique

La commande automatique est constituée de deux étages distincts. Une commande rapprochée contient les systèmes de mesure de grandeurs de puissance ainsi que leur traitement logique. Des signaux externes viennent d'un processeur numérique pour la gestion globale des commutations.

B.2.1 Mesure et traitement des grandeurs de puissance

Les signaux de détection pour la commande automatique sont obtenus par des éléments comparateurs et amplificateurs différentiels. La mesure de la tension et du courant est réalisée aux bornes de

l'interrupteur automatique. Les détections contiennent une mesure de la polarité ainsi qu'une mesure de la dérivée des grandeurs, réalisée par un filtrage actif à base d'amplificateurs opérationnels.

Détection de la polarité des grandeurs de puissance

La détection des polarités des grandeurs peut poser des problèmes de précision lors du traitement de signaux de petites amplitudes. Une méthode de détection de la polarité du courant, décrite par [59], propose la mesure par la comparaison directe des tensions aux deux bornes de l'interrupteur bidirectionnel. Lors du passage d'un courant de source, la chute de tension mesurée à travers les résistances R_{DSON} donne une image précise de la valeur du courant. Cette méthode permet de mesurer des courants très faibles, permettant une détection précise des passages par zéro. Cette méthode possède le désavantage de mesurer des tensions de blocage faisant saturer des éléments de mesure. L'utilisation d'une résistance de grande valeur et de diodes *Clamp* permet d'éviter la destruction des comparateurs lorsque l'interrupteur est bloqué. La figure B.4 présente le modèle de mesure pour la polarité des courants et des tensions. Cette dernière est obtenue par un simple pont dont les valeurs de résistance sont suffisamment grandes pour ne pas perturber les grandeurs commutées.

Mesure de la dérivée des grandeurs

La détection de flancs montants ou descendants est réalisée par un filtre actif simple de type RC passe-haut. Une variation rapide, issue d'une situation de court-circuit ou de surtension, induit un pic de tension dans le circuit de filtrage illustré par la figure B.5. Le signal dérivé est comparé à un seuil de référence. Les deux bornes de l'interrupteur sont mesurées et comparées par rapport à la référence pour la distinction entre une pente montante et une pente descendante.

Lors d'une variation de grandeur, un pic de courant apparaît dans la résistance R_1 en réponse à la variation de tension du condensateur C_1 . La tension aux bornes de cette résistance est amplifiée et encore

B. RÉALISATION DE L'INTERRUPTEUR AUTOMATIQUE

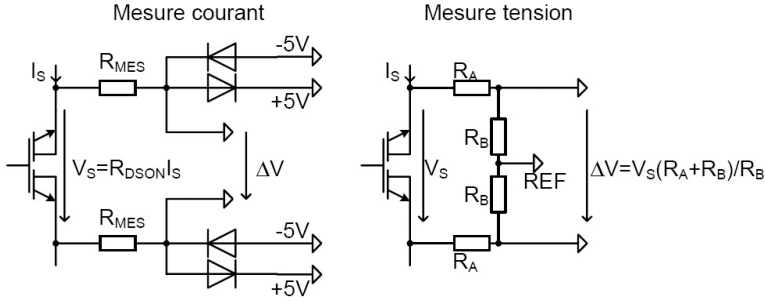


FIG. B.4 – Mesure des grandeurs de puissance pour la polarité et la dérivation

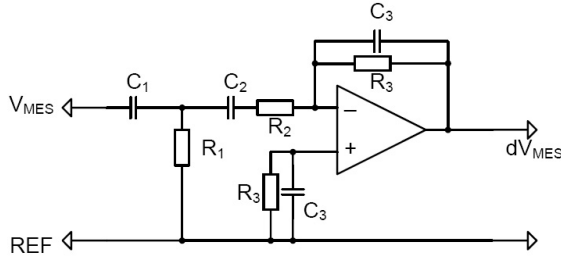


FIG. B.5 – Circuit de mesure pour la dérivée des grandeurs mesurées

filtrée par un simple circuit filtre RC actif passe-haut. La fonction de transfert $H(j\omega)$ du filtre entier est donnée par l'équation B.4. L'impédance en contre-réaction à l'amplificateur opérationnel est équilibrée par une charge placée entre son entrée non-inversée et la référence.

$$|H(j\omega)| = \frac{dV_{MES}}{V_{MES}} = -\frac{R_3 C_2}{R_1 C_1} \frac{(1 + j\omega R_1 C_1)}{(1 + j\omega R_2 C_2)(1 + j\omega R_3 C_3)} \quad (B.4)$$

La fonction de transfert est illustrée par un diagramme de Bode

B.2. DÉTAIL DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE

en figure B.6. Le diagramme permet de poser les conditions données par l'expression B.5.

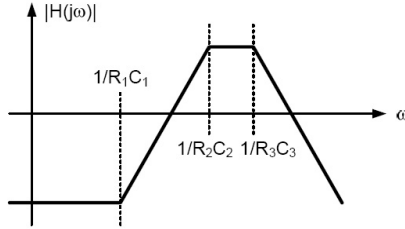


FIG. B.6 – Diagramme de Bode de la fonction de transfert du filtre

$$R_1C_1 > R_2C_2, R_3C_3, R_3C_2 \quad (\text{B.5})$$

Logique de détection pour la commutation automatique

La figure B.7 présente le bloc logique de la détection automatique pour la commande rapprochée. Les blocs de mesure fournissent chacun quatre résultats logiques de comparaison. La valeur logique zéro implique la possibilité d'une action sur l'état de l'interrupteur. Les fonctions de détection sont définies dans une procédure d'initialisation. Celles-ci décident de la composition des signaux de mesure à considérer dans la détection automatique. La valeur logique haute désactive un type de mesure.

Les résultats de mesure sont combinés par une porte AND. Lorsque le signal d'autorisation est à une valeur basse, un signal logique bas issu des résultats de mesure permet l'enclenchement ou le déclenchement de la bascule de sortie. Une valeur haute du signal d'autorisation bloque la propagation du signal de détection. Un signal de commande externe permet d'agir sur la bascule de manière asynchrone et indépendante de l'autorisation du contrôleur.

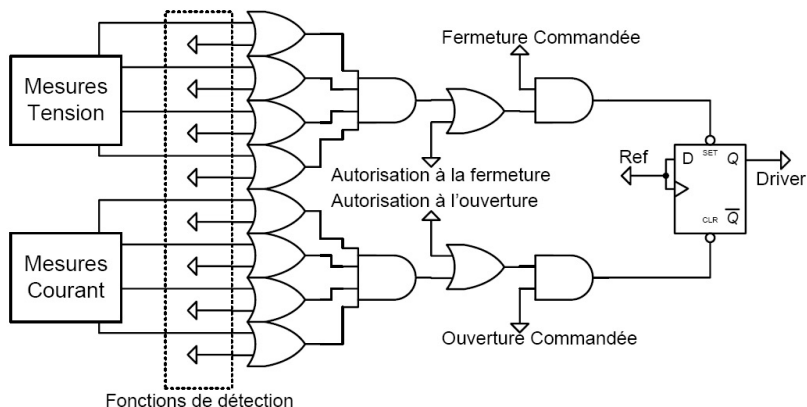


FIG. B.7 – Fonctions logiques de la commande rapprochée pour la commutation automatique

B.2.2 Implémentation des processeurs externes

Le contrôleur externe est une carte à microcontrôleurs. Le modulateur et les fonctions sont programmées dans un DSP de type SHARC qui envoie les instructions à un processeur FPGA. Celui-ci contient les machines d'état pour la commande automatique et la gestion des signaux d'autorisation.

Implémentation du processeur FPGA

La figure B.8 présente la structure du processeur FPGA. Les fonctions d'interrupteur sont fournies par le DSP. Celles-ci décident si les interrupteurs sont commandés ou automatiques pour l'enclenchement et le blocage. Un bloc de fonctions commandées dépend des signaux du DSP, mais peut être implémenté en fonction des états des grandeurs mesurées pour l'implémentation de comportements spécifiques.

Le changement d'état de l'un des interrupteurs enclenche un TIMER durant lequel aucune commutation n'est possible. Après un

B.2. DÉTAIL DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE

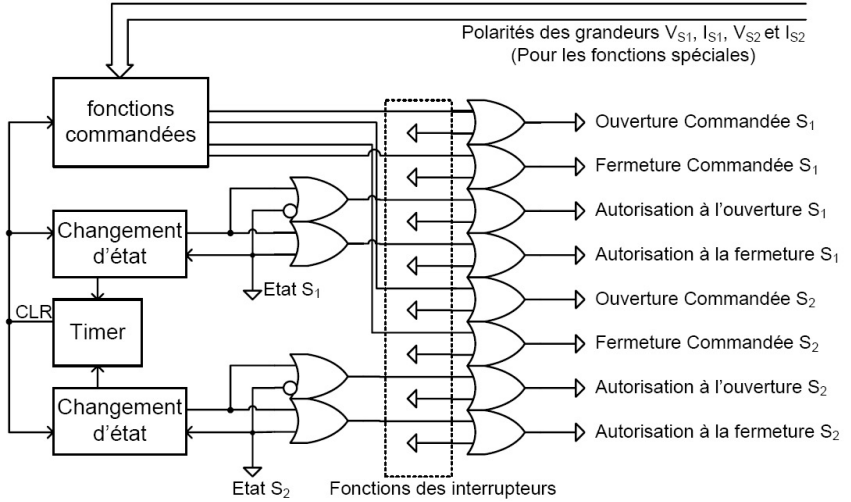


FIG. B.8 – Fonctions du processeur FPGA pour la commutation automatique

certain temps, une commande initialise les signaux d'autorisation en fonction du nouvel état de chaque interrupteur.

Implémentation des fonctions DSP

Les fonctions effectuées par le DSP sont implémentées en C. Celles-ci définissent les paramètres des blocs du FPGA ainsi que les fonctions de détection. Un bus de 16 bits est utilisé pour la communication entre les deux processeurs.

Fonctions de détection : Les fonctions de détection sont programmables de manière statique et dynamique. Les paramètres correspondent à l'activation des résultats de mesure. $Ip1$ correspond au résultat $I_{S1} > 0$ et $Im2$ au résultat $I_{S2} < 0$. Les autres variables

B. RÉALISATION DE L'INTERRUPTEUR AUTOMATIQUE

sont déductibles. Le bus 16 bits est utilisé dans son entier pour la transmission des fonctions.

```
void SET_JMPFunc(bool Ip1,bool Im1,bool dIp1,...
    bool dIm1,bool Vp1,bool Vm1,bool dVp1, bool dVm1,...
    bool Ip2,bool Im2,bool dIp2, bool dIm2,bool Vp2,...
    bool Vm2,bool dVp2, bool dVm2){
    func=((unsigned)Ip1*1+(unsigned)Im1*2+...
        (unsigned)dIp1*4+(unsigned)dIm1*8+...
        (unsigned)Vp1*16+(unsigned)Vm1*32+...
        (unsigned)dVp1*64+(unsigned)dVm1*128+...
        (unsigned)Ip2*256+(unsigned)Im2*512+...
        (unsigned)dIp2*1024+(unsigned)dIm2*2048+...
        (unsigned)Vp2*4096+(unsigned)Vm2*8192+...
        (unsigned)dVp2*16384+(unsigned)dVm2*32768);
    FPGA_reg[0x00000]=func;
}
```

Fonctions des interrupteurs : Les fonctions d'interrupteur sont définies comme précédemment. Les variables *clr1* et *clr2* laissent la possibilité de bloquer les interrupteurs de manière commandée. La variable *ctrl2* décide de laisser passer l'autorisation à l'enclenchement automatique de S_2 tandis que *ctrl_bar2* décide de laisser passer l'autorisation au déclenchement automatique de S_2 . Seulement huit bits sont utilisés.

```
void SET_SwitchFunc(bool clr1,bool pr1,bool ctrl1,...
    bool ctrl_bar1,bool clr2,bool pr2,bool ctrl2,...
    bool ctrl_bar2){
    func=((unsigned)clr1*1+(unsigned)pr1*2+...
        (unsigned)ctrl1*4+(unsigned)ctrl_bar1*8+...
        (unsigned)clr2*16+(unsigned)pr2*32+...
        (unsigned)ctrl2*64+(unsigned)ctrl_bar2*128);
    FPGA_reg[0x60000]=func+256;
}
```

Ouverture commandée : La commande des interrupteurs passe par une bascule 4 bits qui est initialisée à chaque changement d'état. Le premier bit correspond à l'ouverture de S_1 et le troisième à l'ouverture de S_2 .

```
void OPEN_Switch(bool s){
    FPGA_reg[0x60000]=(1+(unsigned)s*3);
}
```

Fermeture commandée : La fermeture d'un interrupteur est réalisée de la même manière. Le deuxième bit de la bascule correspond à la fermeture de S_1 et le troisième à la fermeture de S_2 .

```
void CLOSE_Switch(bool s){
    FPGA_reg[0x60000]=(2+(unsigned)s*6);
}
```

Commutation synchrone : En activant simultanément un des bits d'ouverture et l'autre bit de fermeture des deux interrupteurs, une commutation synchrone est obtenue.

```
void Switch(bool switch_to_close){
    FPGA_reg[0x60000]=(6+(unsigned)switch_to_close*3);
}
```

TIMER : Le paramètre temps du TIMER est programmable et dynamique.

```
void SET_Timer(unsigned time){
    FPGA_reg[0x50000]=time;
}
```

Annexe C

Convertisseur de courant

C.1 Convertisseur de courant en étoile triphasé classique

Une introduction sur le convertisseur classique est présentée. Par une démarche de généralisation, l'allumage par angles négatifs est introduit.

C.1.1 Description du convertisseur

Le convertisseur de courant en étoile triphasé classique est illustré par la figure C.1. Celui-ci est souvent composé de trois thyristors connectant trois sources de tension alternatives à une source de courant continu. Les trois interrupteurs, connectés ensemble par l'anode, sont commandés par des impulsions de même fréquence que celle des sources en entrée.

De par la nature des composants, les interrupteurs ne sont enclenchés que sur tension positive. Leur déclenchement par contre est naturel. En effet, le courant de circulation engendré dans une maille de commutation par la fermeture d'un interrupteur dont la tension à ses bornes est positive, bloque l'interrupteur opposé par annulation

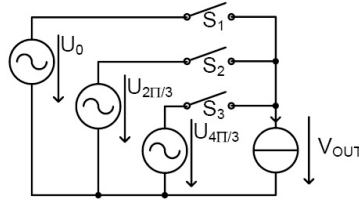


FIG. C.1 – Schéma idéalisé du convertisseur de courant classique

du courant dans ce dernier.

Un courant bipolaire est obtenu par la mise en anti-parallèle de deux thyristors pour chaque interrupteur. Le passage par zéro du courant dans l'un de ces interrupteurs induit son blocage, rendant un réenclenchement nécessaire si la circulation des courants est bidirectionnelle.

La valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur de courant est déterminée par un angle de retard à l'amorçage α défini à partir du moment où les valeurs des tensions des sources commutées se croisent. Celui-ci prend idéalement une valeur comprise entre 0° et 180° , la valeur de la tension de sortie étant d'autant plus grande que l'angle α est petit. Par la suite, d'après [45], il sera vu que cet angle α maximum n'atteint que les environs de 150° .

La figure C.2 illustre un fonctionnement idéalisé de la conversion pour des valeurs de grandeur relative en PU. Les grandeurs représentées sont la tension de sortie V_{OUT} , la tension de source U_0 , ainsi que la tension V_{S1} et le courant I_{S1} dans l'interrupteur S_1 . La tension V_{S1} prend une valeur nulle lorsque l'interrupteur S_1 est enclenché, autrement, elle prend alternativement la valeur définie par $U_{i2\pi/3} - U_0$, où i correspond à l'index de l'interrupteur enclenché. L'onde fondamentale du courant à travers la branche est en retard avec l'onde de tension de source. La puissance consommée est une composition de puissance active et réactive. Cette dernière est d'autant plus grande que l'angle d'allumage α est grand.

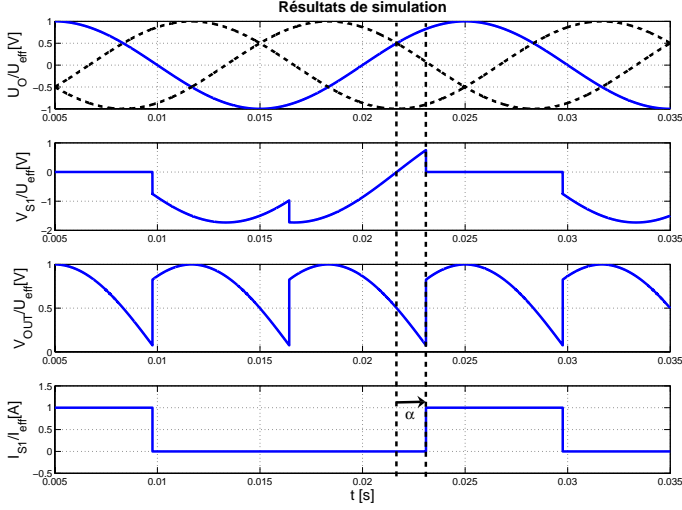


FIG. C.2 – Comportement idéalisé des grandeurs dans le convertisseur de courant classique

Une description analytique du convertisseur est donnée par [43]. Dans le cas d'un convertisseur de courant étoile triphasé, la période du signal de sortie est de $2\pi/3$. Prenant la référence de temps sur un sommet de tension de source, la courbe de tension de sortie est décrite comme une portion de cosinusoïde délimitée de part et d'autre par un terme de demi-période ajoutée de l'angle d'allumage α . La figure C.3 représente cette portion qui permet de décrire la valeur moyenne de la tension de sortie exprimée en fonction de l'angle d'amorçage α par l'équation C.1.

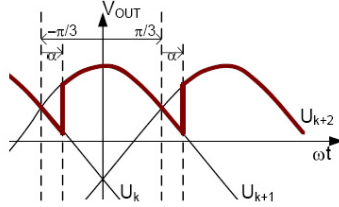


FIG. C.3 – Représentation de la portion de courbe pour le calcul de la tension de sortie

$$\begin{aligned}
 \langle V_{OUT} \rangle &= \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \hat{U} \cos \omega t \, d\omega t \\
 &= \frac{3\sqrt{3}\hat{U}}{2\pi} \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{C.1}$$

La puissance active et réactive consommée par chaque branche du convertisseur dépend également de l'angle α . Celles-ci sont données par les relations C.2 et C.3.

$$P = \frac{3\sqrt{3}\hat{U}}{2\pi} I_{OUT} \cos \alpha \tag{C.2}$$

$$Q = \frac{3\sqrt{3}\hat{U}}{2\pi} I_{OUT} \sin \alpha \tag{C.3}$$

C.1.2 Effet inductif sur la commutation

Une source de tension possède une inductance de ligne L_σ illustrée par la figure C.4 de valeur non négligeable. En effet, celle-ci est souvent constituée d'un transformateur avec une valeur d'inductance de fuite correspondant à un élément série entre la source idéale et les interrupteurs de puissance. Cet élément a un effet sur la commutation appelé phénomène d'empiètement connu et traité par [45] et [43].

C. CONVERTISSEUR DE COURANT

À la fermeture d'un interrupteur, le courant passe par la valeur zéro après un temps qui dépend de la tension appliquée à cette inductance série. Ce temps correspond à un angle d'empiètement μ durant lequel deux interrupteurs sont enclenchés jusqu'à annulation du courant à travers l'un de ceux-ci.

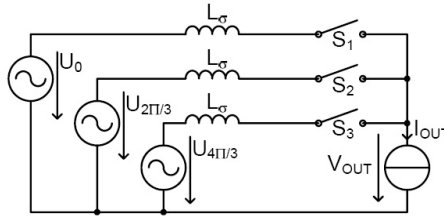


FIG. C.4 – Effet des inductances de lignes dans le convertisseur de courant bidirectionnel classique

La figure C.5 illustre le phénomène d'empiètement décrit. Pendant la commutation, la tension de sortie prend une valeur moyenne entre les deux tensions de source des branches dont les interrupteurs sont enclenchés.

Les courants diminuent avec une variation directement proportionnelle à la différence de tension des deux sources. La figure C.6 illustre le phénomène d'empiètement sur enclenchement à tension nulle, obtenu par un angle d'allumage $\alpha = 0$. Les courants de branche varient avec une dérivée initiale nulle, puis la différence des tensions de source augmente, permettant au courant de source de commuter.

C.1.3 Valeur de l'empiètement et loi de commande

La valeur de la tension de sortie est calculée en fonction de l'angle d'empiètement μ . La référence est prise à l'intersection des tensions d'entrées entre U_k et U_{k+1} . La valeur de la tension appliquée à l'inductance de ligne vaut la différence des deux tensions concernées par la commutation. La figure C.7a représente la tension de sortie pour

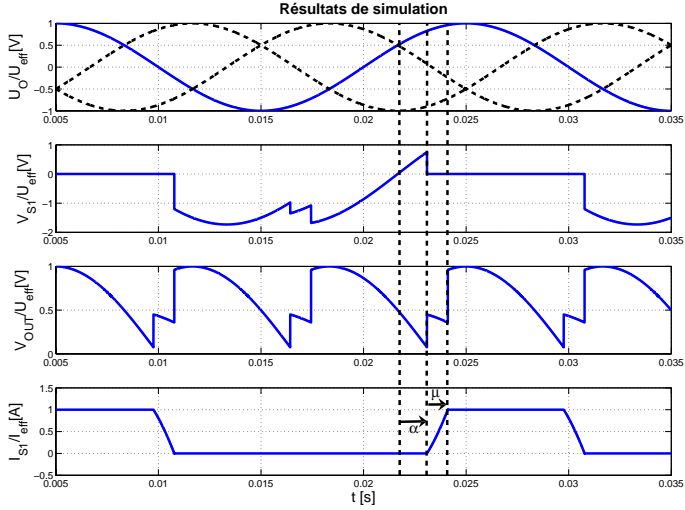


FIG. C.5 – Phénomène d’empiètement dans un convertisseur de courant triphasé à Thyristors

un angle d’allumage $\alpha = 0$ alors que la figure C.7b présente un cas général.

La valeur de l’angle d’empiètement est obtenue par l’équation C.4 décrivant la fonction de courant dans l’inductance L_σ soumise à une tension sinusoïdale .

$$i_S(t) = \frac{\hat{U}}{2L_\sigma} \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{\alpha+\mu}{\omega}} \sin \omega t \, dt$$

$$i_{S(t=\frac{\alpha+\mu}{\omega})} = \frac{\hat{U}}{2\omega L_\sigma} \left(-\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha \right) + i_{S(t=\frac{\alpha}{\omega})} \quad (C.4)$$

Considérant qu’au début de la commutation, le courant $i_{S(t=\frac{\alpha}{\omega})}$

C. CONVERTISSEUR DE COURANT

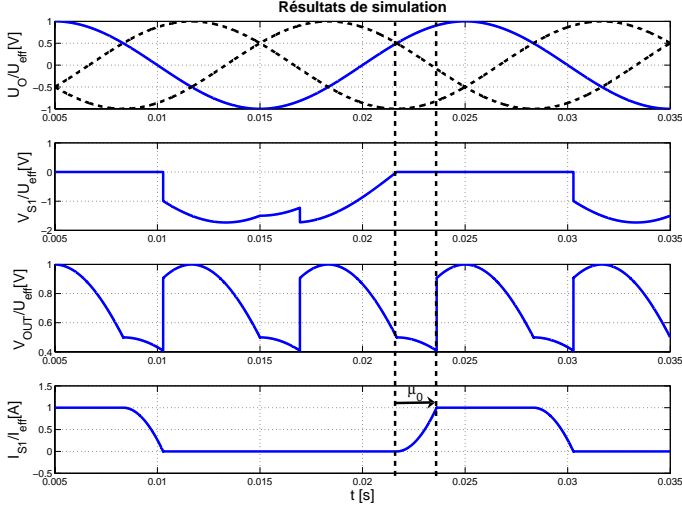


FIG. C.6 – Phénomène d’empiètement lors d’une commutation à tension nulle

est nul et qu’après commutation le courant $i_{S(t=\frac{\alpha+\mu}{\omega})}$ prend la valeur de source I_{OUT} , l’angle μ peut être déduit de l’équation C.4. Celui-ci devient alors une fonction de l’angle α et d’une constante obtenue en fonction de tous les paramètres du convertisseur. Une relation liant les angles d’amorçage et d’empiètement est donnée par l’équation C.5.

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{2I_{OUT}\omega L_{\sigma}}{\widehat{U}} \quad (C.5)$$

Une solution analytique où l’angle μ est donné en fonction de la valeur de α est exprimée par l’équation C.6.

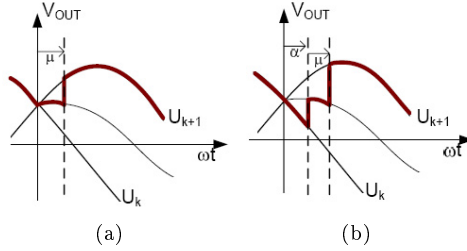


FIG. C.7 – Représentation de la portion de courbe pour le calcul de la tension de sortie considérant l’empiètement à α non nul (a) et à α nul (b)

$$\mu = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{2I_{OUT}\omega L_\sigma}{\hat{U}}\right) - \alpha \quad (C.6)$$

La nouvelle expression pour la valeur de la tension de sortie du convertisseur est décrite par l’équation C.7.

$$\begin{aligned} \langle V_{OUT} \rangle &= \frac{3\hat{U}}{4\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \cos\omega t \, d\omega t + \int_{\alpha+\mu}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} 2\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) d\omega t \right] \\ &= \frac{3\sqrt{3}\hat{U}}{2\pi} \left(\frac{\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu)}{2} \right) \end{aligned} \quad (C.7)$$

En remplaçant l’équation C.5 dans l’équation C.7, la relation C.8 est obtenue.

$$\langle V_{OUT} \rangle = \frac{3\sqrt{3}\hat{U}}{2\pi} \left(\cos(\alpha) - \frac{I_{OUT}\omega L_\sigma}{\hat{U}} \right) \quad (C.8)$$

Il existe un angle α_0 limite déterminé par la condition liant la somme des angles $\alpha + \mu = \pi$. Cette condition correspond à la demi-période où l'ensemble inductance-interrupteur est soumis à une tension positive. Cet angle dépassé, la commutation est impossible ou alors elle échoue et deux sources restent actives pendant une demi-période entière provoquant une montée de courant importante. De par la nature des thyristors, un angle d'extinction, durant lequel les charges internes sont évacuées, vient s'ajouter à la condition limite. Défini par $\gamma = 10^\circ$ [45], celui-ci définit un temps durant lequel la tension aux bornes du semiconducteur ne peut être positive sans quoi l'élément est réenclenché. L'angle limite α_0 , donné par l'équation C.9 est déduit de la relation C.5.

$$\begin{aligned}\alpha + \mu &= \pi - \gamma \\ \cos(\pi - \gamma) &= \cos \alpha_0 - \frac{2I_{OUT}\omega L_\sigma}{\hat{U}} \\ \alpha_{0+} &= \arccos\left(\frac{2I_{OUT}\omega L_\sigma}{\hat{U}} + \cos(\pi - \gamma)\right) \quad (C.9)\end{aligned}$$

C.2 Commande par angles d'allumage négatifs

Dans une optique d'extension des principes précédents et dans l'idée de déplacer la phase de l'onde de courant vers des valeurs positives, la commande du convertisseur par un angle d'allumage négatif est introduite. Les thyristors sont alors remplacés par des éléments commandables, à la fermeture et à l'ouverture, qui permettent la circulation de courants négatifs. L'utilisation de thyristors est impossible car la commutation entre U_k et U_{k+1} se fait sous la condition $U_k > U_{k+1}$. Plusieurs travaux ont été effectué à ce sujet, notamment par [60], où une commande de convertisseur de courant est associée à des allumages et des extinctions à angles positifs et négatifs. Par contre ces travaux ne tiennent pas compte d'un contexte réel où les sources de tension sont toujours composées d'une source idéale et

d'une réactance série. L'extinction d'un courant non nul dans une voie inductive provoque toujours un pic de surtension qui doit être absorbé par un filtre placé à l'entrée.

La figure C.8 représente l'interrupteur bidirectionnel formé de deux transistors MOS en anti-série remplaçant le thyristor. Les deux signaux de commande $CTRL_{S+}$ et $CTRL_{S-}$ sont distingués par la polarité du courant que chacun laisse circuler à travers l'interrupteur. L'extinction spontanée de l'interrupteur est possible par l'ouverture de l'interrupteur qui ne conduit pas, laissant la diode en anti-parallèle s'éteindre au passage par zéro.

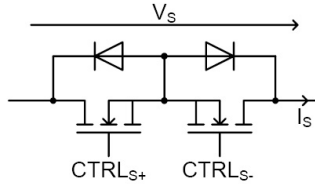


FIG. C.8 – Interrupteur bidirectionnel avec commande séparée discernée par la polarité du courant de conduction

C.2.1 Fonctionnement avec extinctions spontanées

Un premier pas est fait dans la direction du convertisseur de courant à angles d'allumage négatifs en gardant la fonction d'extinction spontanée. La fermeture commandée d'un interrupteur se traduit par l'enclenchement des deux transistors en même temps, permettant la circulation d'un courant bidirectionnel. Pour permettre une annulation spontanée du courant, le transistor qui ne conduit pas dans l'interrupteur en phase d'extinction est maintenu ouvert. Le courant de l'interrupteur n'est alors admis que dans un sens. Ainsi, après annulation, le transistor correspondant peut être déclenché à courant nul sans provoquer de surtension due à l'élément inductif de la source.

De par la situation où la condition $U_k < U_{k+1}$ n'est pas respec-

tée, le phénomène d'empiètement provoque une montée de courant dans l'interrupteur en phase d'ouverture. L'annulation du courant doit d'abord attendre que la tension aux bornes de l'inductance de ligne redevienne négative. De ce fait le temps d'empiètement est prolongé d'autant plus que la valeur de l'angle d'amorçage est grande. La figure C.9 illustre la portion de courbe adoptée par la tension de sortie pour un angle d'amorçage négatif.

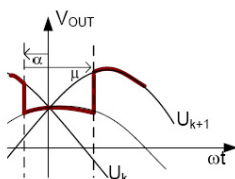


FIG. C.9 – Représentation de la portion de courbe pour le calcul de la tension de sortie considérant l'empiètement à α négatif

La figure C.10 illustre les grandeurs dans le convertisseur fonctionnant avec un angle d'amorçage négatif et des éléments bidirectionnels de type automatique. Comme prévu, le temps d'empiètement est considérablement rallongé de par le fait que le courant dans l'interrupteur en instance d'ouverture augmente d'abord avant de diminuer et de passer par la valeur zéro. La forme du courant a une dérivée nulle à l'intersection des deux tensions de phase. À un angle $\alpha = 0$, le comportement est celui observé dans une conversion classique.

L'allure des courants est illustrée en figure C.11. Sur enclenchement, le courant passe par une valeur négative en raison de la polarité négative de la tension appliquée à l'inductance de la ligne concernée. L'augmentation du courant dans l'interrupteur en phase d'extinction est complémentaire à celui en phase d'enclenchement. Les signaux de commande sont enclenchés en même temps pour permettre la bidirectionnalité du courant. Lors de l'ouverture d'un interrupteur bidirectionnel, le courant étant positif, le transistor qui ne conduit pas est éteint en attendant l'extinction de son complémentaire après

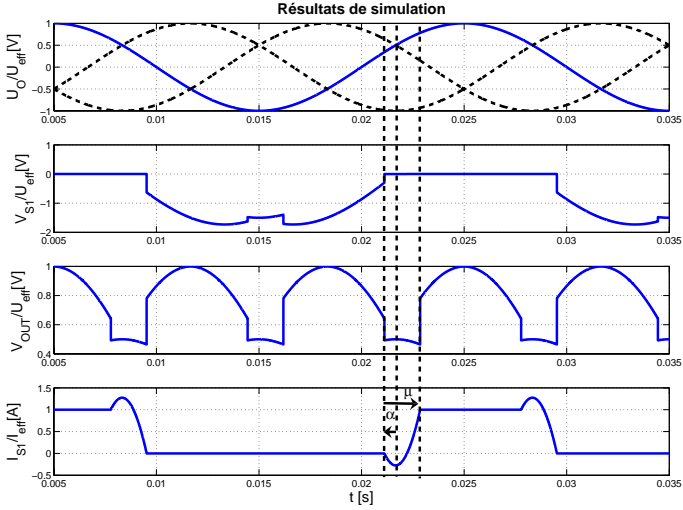


FIG. C.10 – Phénomène d’empiètement lors de commutations à angles d’allumage négatifs

annulation naturelle du courant.

Le dépassement du courant ΔI est une fonction de α et de l’inductance L_σ . Sa valeur est donnée par la relation C.10.

$$\Delta I = \frac{\hat{U}}{2\omega L_\sigma} (1 - \cos(\alpha)) \quad (\text{C.10})$$

Les valeurs de l’empiètement et de la tension de sortie sont déterminées par les mêmes équations C.5 et C.8 que dans le cas où l’angle d’allumage est positif. Sa valeur est bornée par une nouvelle condition $|\alpha| + \mu = \pi$. La relation donnée par l’équation C.9 reste vraie pour la borne positive α_{0+} . La borne négative α_{0-} se trouve en faisant l’approximation trigonométrique donnée par la relation C.11.

C. CONVERTISSEUR DE COURANT

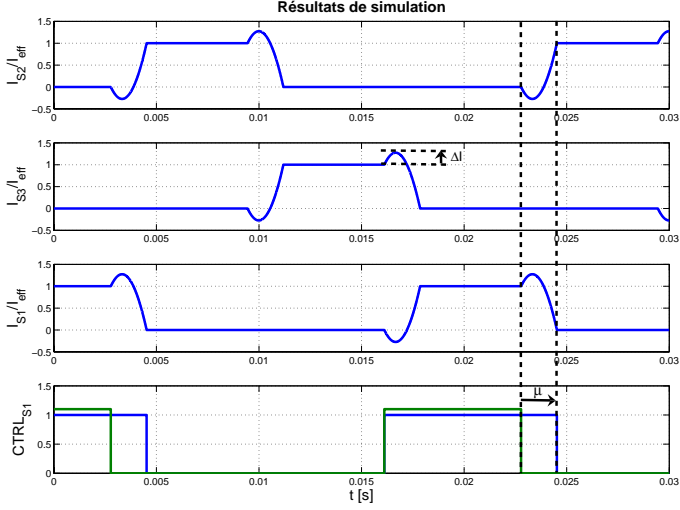


FIG. C.11 – Commande et courants lors de commutations à angles d'allumage négatifs

$$\begin{aligned}
 \cos(\mu - \alpha) &= \cos(\pi - \gamma) \\
 \cos(\mu + \alpha) &= \cos(\pi - \gamma + 2\alpha) \approx -\cos(2\alpha) \\
 &= 1 - 2\cos^2\alpha
 \end{aligned} \tag{C.11}$$

En remplaçant l'équation C.11 dans l'équation C.5, l'équation C.12 est obtenue. La solution de cette équation trigonométrique du second degré donne la valeur de α_0 – finalement exprimée par l'équation C.13.

$$2\cos^2\alpha + \cos\alpha = 2\frac{I_{OUT}\omega L_\sigma}{\hat{U}} + 1 \tag{C.12}$$

C.2. ANGLE D'ALLUMAGE NÉGATIF

$$\alpha_{0-} = -\arccos \left[\frac{-1 + \sqrt{1 + 8(2K + 1)}}{4} \right] \quad (C.13)$$

$$\text{avec } K = \frac{I_{OUT}\omega L_{\sigma}}{\hat{U}} \quad (C.14)$$

La figure C.12 donne une représentation de la variation de l'angle d'empiètement ainsi que la valeur moyenne de la tension de sortie en valeur relative. Celle-ci est exprimée en fonction de l'angle d'allumage α et du paramètre K donné par l'équation C.14.

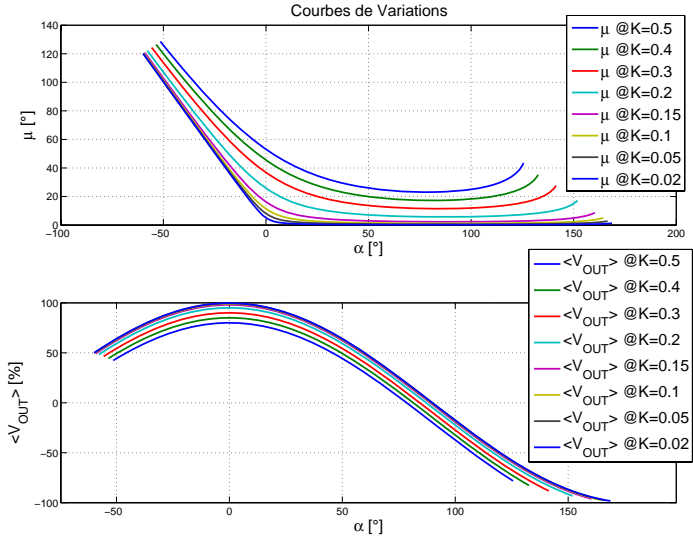


FIG. C.12 – Valeurs de l'empiètement μ et de la tension de sortie $\langle V_{OUT} \rangle$ en fonction de l'angle d'allumage α et du paramètre K

Cette façon de contrôler le convertisseur n'a clairement aucun avantage, de plus, le dépassement de courant peut prendre de très

grandes valeurs si l'angle α est grand. En conclusion, une commande du convertisseur par angles d'allumage négatifs doit s'affranchir des commutations spontanées dans les interrupteurs bidirectionnels et introduire leur ouverture commandée.

C.2.2 Commande synchrone

Afin d'éviter les phénomènes liés aux temps d'empiètement, la fermeture de l'interrupteur de phase $k + 1$ est synchronisée avec l'ouverture de l'interrupteur de phase k . L'ouverture de la voie de courant dans l'élément inductif L_σ provoque une surtension théoriquement infinie. Afin de l'amortir, un filtre capacitif avec une résistance d'amortissement est ajouté en entrée du convertisseur, entre les phases. La figure C.13 montre le schéma du convertisseur de courant bidirectionnel modifié en conséquence.

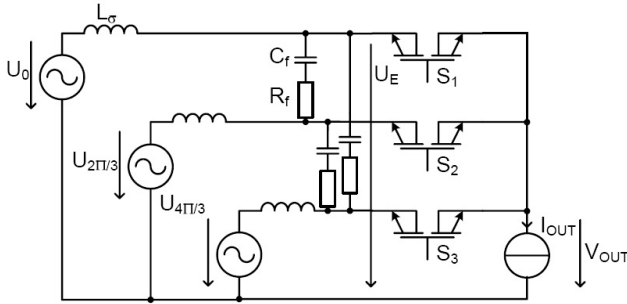


FIG. C.13 – Convertisseur de courant bidirectionnel en montage étoile

La valeur de la capacité de filtrage C_f est déterminée à partir de la valeur de l'inductance L_σ de manière à ce que l'énergie inductive lors de la commutation soit entièrement absorbée [58]. La valeur de la capacité C_f est exprimée par l'équation C.15. Un dimensionnement détaillé du filtre d'entrée RC est proposé à l'annexe D.1.

$$\begin{aligned}\frac{1}{2}C_f\widehat{U}^2 &= \frac{1}{2}L_\sigma I_{OUT}^2 \\ C_f &= L_\sigma \left(\frac{I_{OUT}}{\widehat{U}} \right)^2\end{aligned}\quad (C.15)$$

La figure C.14 illustre les grandeurs du convertisseur pour un angle d'allumage négatif et un blocage commandé synchrone. Les tensions présentent un pic à chaque commutation. Par contre, le courant de branche est en avance sur la tension de source laissant apparaître une puissance réactive de type capacitive et non plus inductive.

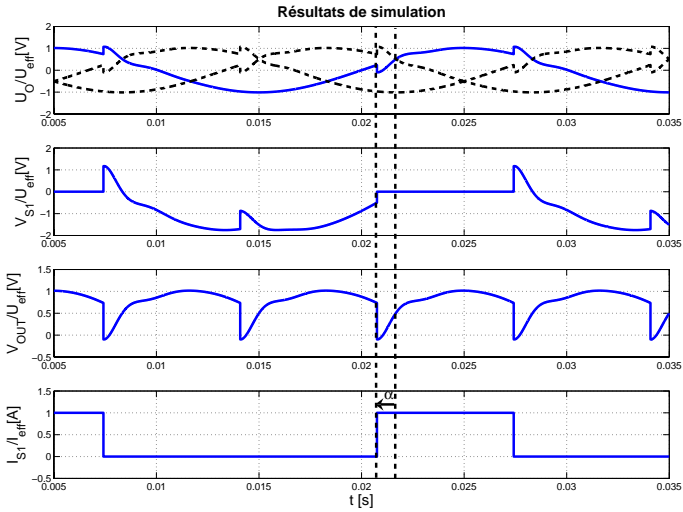


FIG. C.14 – Effet du filtre d'entrée sur les grandeurs lors de commutations à angles d'allumage négatifs

L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet de s'affranchir des phénomènes d'empiètement et des ratés de commutation. La loi

C. CONVERTISSEUR DE COURANT

de commande ne diffère de la loi idéalisée que par les pertes supplémentaires engendrées par l'ajout d'une capacité de filtrage.

Annexe D

Dimensionnement des filtres d'entrée pour les convertisseurs de courant

D.1 Dimensionnement du filtre RC

Le modèle décrivant l'effet de l'inductance de ligne et du filtre capacitif pour un saut de courant est illustré en figure D.1. Pour cette étude, la source de tension à l'entrée est maintenue constante et la source de courant subit un saut de l'ordre de sa valeur nominale. La variation de tension provoquée aux bornes de l'inductance est absorbée par la capacité de filtrage et la résistance. La qualité du filtrage et la fréquence des oscillations dépendent des valeurs du condensateur C_f et de la résistance R_f placés en série pour permettre l'atténuation des phénomènes transitoires dans le circuit oscillant.

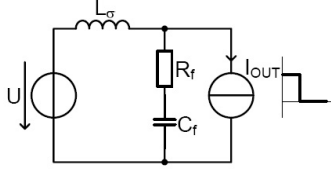


FIG. D.1 – Modèle du circuit de filtrage

D.1.1 Phénomènes transitoires

Les équations différentielles décrivant le comportement des courants et tensions sont données par D.1 et D.2 où $u_C(t)$ est la tension aux bornes du condensateur C_f en fonction du temps et $i_L(t)$ le courant dans l'inductance. L'analyse comportementale du filtre est inspirée de [58].

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} [\hat{U} - u_C(t) - R_f(i_L(t) - I_{OUT})] \quad (D.1)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_L(t) - I_{OUT}] \quad (D.2)$$

Commençant par négliger l'effet de la résistance, la valeur de la tension aux bornes du condensateur, donc de la tension d'entrée de chaque branche du convertisseur est donnée par l'équation D.3. Le cas traité est celui de l'ouverture et l'équation décrit le phénomène transitoire oscillant suivant l'événement.

$$u_C(t) = \hat{U} - \hat{U} \cos(\omega_0 t) + I_{OUT} \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_f}} \sin(\omega_0 t) \quad (D.3)$$

Le maximum de l'oscillation est calculé par une approche phasorielle. La relation D.4 est obtenue en établissant la norme de l'onde oscillatoire et en remplaçant l'équation C.15 dans l'équation D.3.

$$\begin{aligned} \max(u_C(t)) &= \widehat{U} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{C_{base}}{C_f}} \right) \\ \text{avec} \quad C_{base} &= L_\sigma \left(\frac{I_{OUT}}{\widehat{U}} \right)^2 \end{aligned} \quad (\text{D.4})$$

L'ajout d'une résistance de filtrage R_f en série avec le condensateur C_f permet d'absorber les oscillations. Une méthode analytique est présentée par [61] qui complète l'analyse présentée par [58]. Le résultat est une expression générale qui donne le dépassement en régime transitoire en fonction de plusieurs paramètres dont la tension initiale $u_C(0)$ aux bornes du condensateur. Deux autres paramètres interviennent dans l'expression, dont α donné par l'équation D.5 et t_m donné par l'équation D.9. Ce dernier est une fonction de ω_a , ϕ et γ donnés respectivement par les équations D.6, D.7 et D.8. Le dépassement est finalement donné par l'équation D.10.

$$\alpha = \frac{R_f}{2L_\sigma} \quad (\text{D.5})$$

$$\omega_a = \sqrt{\frac{1}{L_\sigma C_f} - \left(\frac{R_f}{4L_\sigma} \right)^2} \quad (\text{D.6})$$

$$\phi = \arctan \left(\frac{\widehat{U} - I_{OUT} R_f / 2}{\omega_a L_\sigma I_{OUT}} \right) \quad (\text{D.7})$$

$$\gamma = \arctan \left(\frac{\omega_a}{\alpha} \right) \quad (\text{D.8})$$

$$t_m = \frac{\phi + \gamma - \pi/2}{\omega_a} \quad (\text{D.9})$$

$$\begin{aligned} \frac{\max(u_C(t))}{\widehat{U}} &= 1 + \left[\sqrt{\frac{C_{base}}{C_f} - \frac{R_f}{R_{base}} X + X^2} \right] e^{-\alpha t_m} \\ \text{avec} \quad X &= \left(1 - \frac{u_C(0)}{\widehat{U}} \right) \end{aligned} \quad (\text{D.10})$$

D. DIMENSIONNEMENT DES FILTRES D'ENTRÉE

Dans le cas du convertisseur de courant, la tension aux bornes du condensateur de filtrage reste constante ou alors elle suit une forme alternative de basse fréquence. De ce fait, l'expression D.10 est simplifiée. Une représentation graphique est donnée à la figure D.2 présentant le résultat donné par l'expression D.11 pour des variations de la capacité C_f et de la résistance R_f . Cette figure montre que le dépassement est d'autant moindre que la capacité du condensateur est grande. A partir d'une certaine valeur de R_f , le dépassement est régi par une fonction linéaire indépendante de C_f .

$$\frac{\max(u_C(t))}{\hat{U}} = 1 + \sqrt{\frac{C_{base}}{C_f}} e^{-\alpha t_{MAX}} \quad (D.11)$$

Le coefficient d'amortissement α donné par l'expression D.5 vaut l'inverse de la constante de temps τ du filtre. Sachant que les oscillations sont amorties de 95.1% après un temps $t = 3\tau$, la valeur minimale de la résistance R_f peut être déterminée en fonction du temps d'amortissement nécessaire à l'application. Celle-ci est donnée par l'équation D.12.

$$\frac{R_f}{R_{base}} \geq \frac{2\tau_{base}}{\tau} \quad (D.12)$$

avec $\tau_{base} = R_{base}C_{base}$

Une méthode numérique est utilisée pour représenter les phénomènes transitoires du circuit équivalent. Les équations D.1 et D.2 sont reformulées dans l'espace d'état pour obtenir l'équation matricielle D.13.

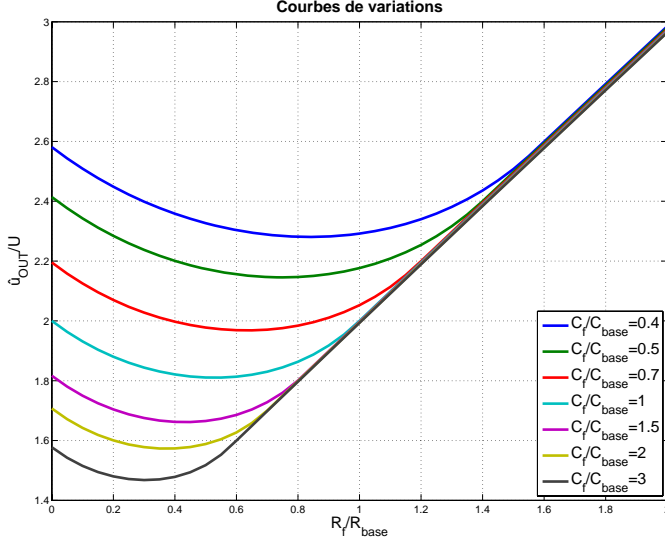


FIG. D.2 – Courbes de variations des maximums d'oscillations en fonction de la résistance et de la capacité

$$\begin{aligned} \overrightarrow{\dot{x}(t)} &= A\overrightarrow{x(t)} + B\overrightarrow{u(t)} \\ \text{avec } \overrightarrow{x(t)} &= \begin{bmatrix} i_L(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \quad \overrightarrow{u(t)} = \begin{bmatrix} I_{OUT}(t) \\ \hat{U} \end{bmatrix} \\ A &= \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_\sigma} & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_\sigma} & \frac{1}{L_\sigma} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (D.13)$$

La résolution du système est réalisée par la méthode des trapèzes avec la relation s'exprimant par l'équation D.14 dont les coeffi-

cients M et N sont donnés par les relations D.15 et D.16. La fonction $I_{OUT}(t)$ est une fonction rectangulaire, qui permet de voir les phénomènes oscillants pour l'ouverture et la fermeture des interrupteurs.

$$\overrightarrow{x(t)} = M\overrightarrow{x(t - \Delta t)} + N[\overrightarrow{u(t)} + \overrightarrow{u(t - \Delta t)}] \quad (\text{D.14})$$

$$M = [I - \frac{\Delta t}{2}A]^{-1}[I + \frac{\Delta t}{2}A] \quad (\text{D.15})$$

$$N = [I - \frac{\Delta t}{2}A]^{-1}\frac{\Delta t}{2}B \quad (\text{D.16})$$

avec Δt : Échantillonnage

Un résultat de simulation est donné par la figure D.3 représentant les variables d'état u_C et i_L ainsi que le courant i_C traversant le filtre et la tension de sortie du filtre u_{OUT} . Deux composantes entrent en compte dans le dépassement de la tension de sortie du filtre u_{OUT} , à savoir la variation de la tension u_C ainsi que la tension aux bornes de la résistance R_f . Idéalement, pour minimiser l'amplitude du pic de tension de sortie, la valeur de R_f est petite et la valeur de C_f est grande. Par contre, le fonction d'amortissement des oscillations rend la résistance R_f indispensable. Le pic de courant traversant le filtre à chaque commutation a une valeur égale à celle de la source.

La simulation est effectuée pour plusieurs valeurs de R_f et de C_f . La valeur maximale d'oscillation est retenue pour chaque situation et représentée sur le graphique de la figure D.4 où les courbes de la figure D.2 sont retrouvées.

D'après la figure D.4, les valeurs optimales pour le filtre d'entrée sont choisies pour un dépassement de la tension d'entrée plus petit que deux fois la valeur de tension nominale. La condition sur la valeur de capacité C_f est exprimée par la relation D.17. La relation D.18 donne la condition pour la valeur de résistance R_f . La constante d'amortissement τ prend une valeur minimale exprimée par $2R_{base}C_{base}$. Ce temps exprimé par la relation D.19 correspond à un amortissement de 63%. Un amortissement de 95% est obtenu après un temps $t = 3\tau$. Finalement, la période d'oscillation est exprimée par la relation D.20. Celle-ci dépend de la valeur de R_f car le régime oscillatoire est amorti,

D.1. DIMENSIONNEMENT DU FILTRE RC

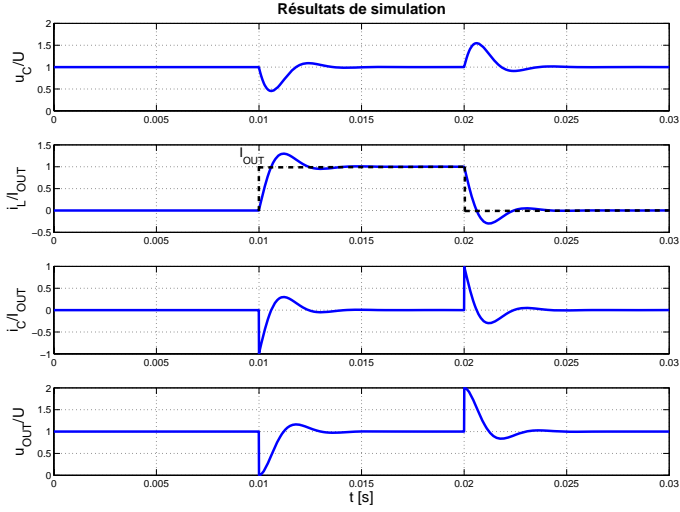


FIG. D.3 – Réponses du filtre pour un courant de forme rectangulaire

déplaçant ainsi les maxima. Cette dernière expression, impose la condition donnée par la relation D.21

$$C_f > C_{base} \quad (D.17)$$

$$R_f < R_{base} \quad (D.18)$$

$$\tau = 2\tau_{base} \frac{R_{base}}{R_f} \quad (D.19)$$

$$\omega_a = \sqrt{\frac{1}{L_\sigma C_f} - \left(\frac{R_f}{4L_\sigma}\right)^2} \quad (D.20)$$

$$4 \frac{R_f}{R_{base}} < \frac{C_f}{C_{base}} \quad (D.21)$$

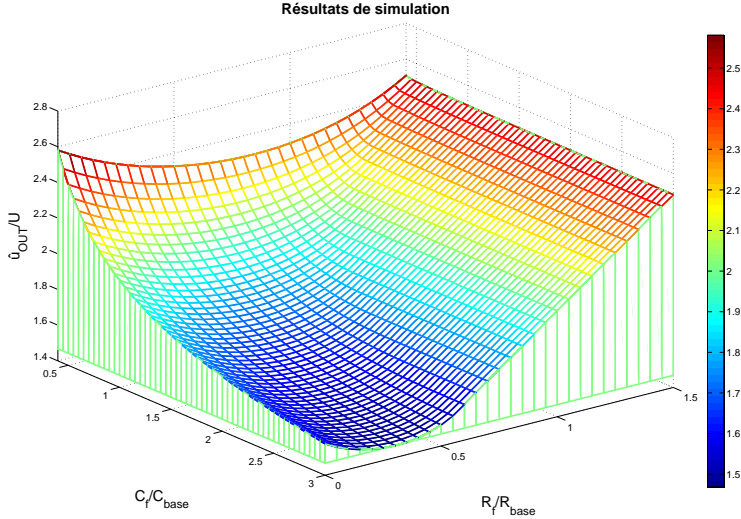


FIG. D.4 – Représentation des maximums d'oscillations en fonction des éléments du filtre d'entrée

D.1.2 Calculs des pertes

Les pertes sont dues principalement aux passages de courant à travers la résistance d'amortissement. Celles-ci sont égales à la dissipation de l'énergie emmagasinée par l'inductance de ligne à chaque période. Au blocage et à l'amorçage, la résistance dissipe toute l'énergie accumulée ou amenée par l'inductance de ligne. La puissance totale dissipée par l'inductance s'exprime par l'équation D.22. Elle dépend de la fréquence de commutation. Si la tension d'entrée est alternative, un terme dépendant de la résistance R_f vient s'ajouter. En effet, le condensateur suit la tension d'entrée et dissipe un courant à travers la résistance. Ce courant est obtenu par l'application de la tension d'entrée alternative u_{AC} à un équivalent en impédance du système

RLC série. La puissance dissipée dans la résistance est finalement exprimé par l'équation D.23.

$$W_L = \omega L_\sigma I_{OUT}^2 \quad (D.22)$$

$$W_{RC} = \left(\frac{u_{AC}}{1/\omega C_f + \omega L_\sigma + R_f} \right)^2 R_f \quad (D.23)$$

La puissance dissipée dans la résistance de filtrage a deux composantes. La première dépend de la dissipation de l'énergie contenue dans l'inductance lors des commutations. Celle-ci est indépendante des paramètres du filtre. L'autre est due au passage du courant alternatif imposé par la variation de tension de phase aux bornes de l'élément *RLC*. Celle-ci, en revanche, dépend fortement des valeurs de R_f et C_f . La puissance dissipée du filtre entier, augmente linéairement avec la résistance R_f et quadratiquement avec la valeur du condensateur C_f .

D.1.3 Puissance réactive consommée en entrée

Le courant I_E prélevé sur chaque phase a deux composantes, à savoir le courant de charge en sortie I_S et le courant de filtre I_f . Le premier est en phase avec la tension d'entrée. Par contre, la composante de courant de filtre est déphasée de près de 90° en raison de la valeur dominante du condensateur de filtrage par rapport à la résistance. Pour cette raison, le courant n'est pas complètement en phase avec la tension. Ainsi une compensation complète du réactif prélevé nécessite le développement d'une commande légèrement dissymétrique introduisant un angle de décalage supplémentaire β , illustré par la figure D.5. Ce dernier prend une valeur dépendante du courant de charge de sortie de l'application.

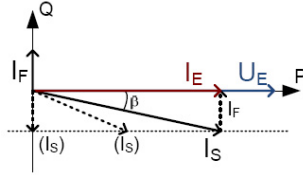


FIG. D.5 – Représentation phasorielle des courants et tensions d'une ligne

D.2 Dimensionnement du filtre RLC et comparaison

Dans la section précédente, le convertisseur proposé est commandé à une fréquence de modulation plus petite que la fréquence des oscillations. Le filtrage en entrée doit absorber et dissiper toute l'énergie contenue dans l'inductance de ligne. Si la fréquence de modulation augmente pour entrer dans un régime de convertisseur pulsé, la fréquence de coupure du filtre peut être plus petite que la fréquence de pulsation. Dans ce cas, l'énergie inductive de la ligne n'est plus entièrement dissipée dans la résistance. Par contre, l'association série de la capacité et de la résistance est très dissipative en cas de régime pulsé, car un fort courant traverse le filtre. Dans la littérature concernant la conversion matricielle [51][62], un filtre RLC est communément proposé pour l'absorption des pics de tension provoqués par l'ouverture de la voie de courant dans la réactance de source. Une proposition inspirée des solutions adoptées est de placer une inductance supplémentaire en série avec la source avec une résistance d'amortissement en parallèle.

D.2.1 Filtrage dans la conversion matricielle

Le nouveau filtre de type $RL//$ est illustré en figure D.6, où le convertisseur est symbolisé par une source de courant générant une

D.2. DIMENSIONNEMENT DU FILTRE RLC

forme rectangulaire. Les éléments composant le filtre sont choisis de manière à obtenir une fréquence de coupure plus basse que la fréquence d'échantillonnage du convertisseur et un facteur de qualité plus petit que un. En comparaison avec le filtre proposé à l'annexe D.1, il n'y a pas de courant dû à la variation de la tension de source alternative traversant la résistance d'amortissement R_f .

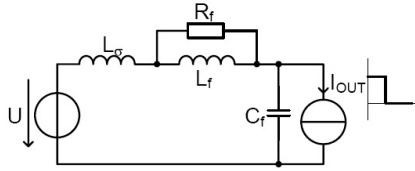


FIG. D.6 – Filtre RLC d'entrée pour la conversion matricielle

Le système peut être formulé par les trois équations différentielles D.24, D.25 et D.26. La même méthode numérique décrite à l'annexe D.1 est utilisée pour représenter les phénomènes transitoires du circuit équivalent. La résolution de l'équation matricielle D.13 est à nouveau réalisée par la méthode des trapèzes utilisant la relation D.14

$$\frac{di_{L\sigma}(t)}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left[\hat{U} - u_C(t) - R_f(i_{L\sigma}(t) - i_{Lf}(t)) \right] \quad (\text{D.24})$$

$$\frac{di_{Lf}(t)}{dt} = \frac{R_f}{L_f} [i_{L\sigma}(t) - i_{Lf}(t)] \quad (\text{D.25})$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_{L\sigma}(t) - I_{OUT}] \quad (\text{D.26})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_\sigma} & \frac{R_f}{L_\sigma} & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{R_f}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}$$

D.2.2 Commande basse fréquence

Une comparaison comportementale entre les deux types de filtre est proposée à la figure D.7. Les éléments R_f et C_f sont identiques pour les deux solutions de manière à obtenir des fréquences d'oscillations et des atténuations identiques. La valeur optimisée de l'inductance L_f ajoutée dans la solution $RL//$ vaut deux fois la valeur de l'inductance de ligne L_σ . Celle-ci n'affecte pas la fréquence de résonance du filtre.

Les deux filtres ont un comportement similaire. Les grandeurs d'état, à savoir, la tension de sortie du filtre U_{OUT} , le courant de ligne I_{L_σ} et le courant de capacité I_{C_f} ont la même atténuation et la même période d'oscillation. La solution $RL//$ présente un léger déphasage négatif dans les grandeurs d'état ainsi que des valeurs pics légèrement plus élevées. Une différence majeure apparaît dans le courant de résistance I_{R_f} . En effet, l'intégrale de courant, illustrée par l'aire de la courbe de courant, est nettement plus grande dans la solution $RL//$. Comme prévu, l'ajout de l'inductance L_f augmente l'énergie inductive à dissiper dans la résistance d'amortissement. Le facteur trois entre les inductances équivalentes des deux filtres est déductible des formes des courbes des courants de résistance I_{R_f} . La puissance dissipée par les filtres en fonction de la fréquence f_e des sources d'entrée est exprimée par l'équation D.27.

$$P_{filtre} = (L_\sigma + L_f)I_{OUT}^2 f_e \quad (D.27)$$

avec $L_f = 0$ dans le filtre RC

D.2. DIMENSIONNEMENT DU FILTRE RLC

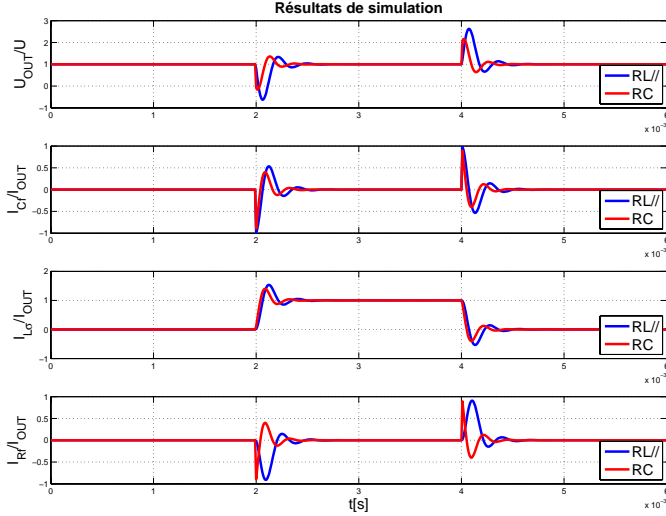


FIG. D.7 – Comparaison comportementale des deux filtres étudiés

D'après les analyses sur le filtre RC faites à la fin de l'annexe D.1, l'énergie dissipée par le filtre dépend de la valeur de la capacité C_f et de l'inductance de ligne équivalente $L_\sigma + L_f$. Pour des valeurs de composants où les dissipations sont égales, le premier filtre RC étudié convient mieux de par le fait qu'aucune inductance supplémentaire n'est nécessaire.

D.2.3 Commande à pulsation

Les filtres de convertisseurs matriciels sont soumis à des fréquences de commutations élevées. La fréquence de résonance des éléments constituant le filtre d'entrée est plus basse que celle des oscillations. Ainsi, l'énergie contenue dans les inductances de ligne est continuel-

D. DIMENSIONNEMENT DES FILTRES D'ENTRÉE

lement entretenue. La dissipation par la résistance R_f est d'autant plus petite que la fréquence de commutation est grande par rapport à la fréquence de coupure définie par le produit des paramètres L_f et C_f des éléments du filtre. Par contre, aucune littérature dans le domaine de la conversion matricielle ne fait état du calcul analytique de l'énergie dissipée par un tel filtre.

Les deux filtres en concurrence sont soumis à une fréquence de commutation du courant de $10kHz$. La comparaison des comportements de chacun est proposée à la figure D.8. La valeur de la période d'oscillation du filtre est plus grande que la période de commutation. Ainsi, l'énergie contenue dans l'inductance de ligne L_σ n'est pas toute dissipée.

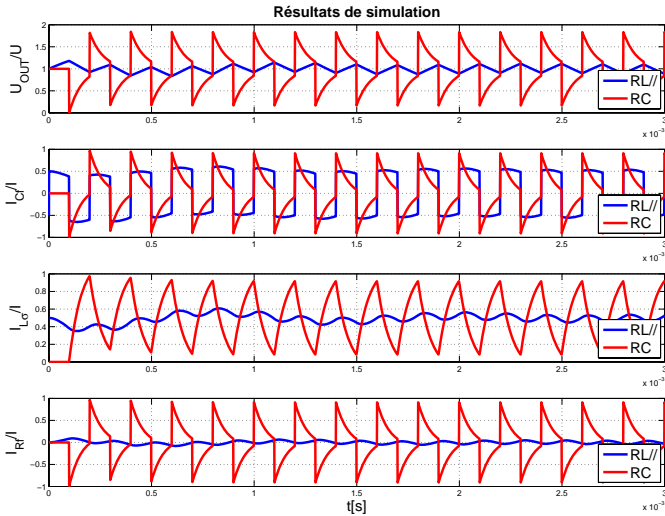


FIG. D.8 – Comparaison comportementale des deux filtres étudiés à une fréquence de commutation de $5kHz$

L'observation du courant dans la résistance d'amortissement R_f permet de dire que la solution $RL//$ dissipe nettement moins d'énergie que dans la solution RC . En effet, la moitié du courant de charge est prélevée dans la capacité C_f , le courant de ligne $I_{L\sigma}$ tendant à osciller autour d'une valeur constante de $0.5PU$. De ce fait, le condensateur fournit le courant de $0.5PU$ manquant à la source de sortie qui dissipe une puissance continue dans la résistance R_f de la solution RC . Les oscillations de la tension de sortie du filtre tendent à être minimales dans la solution $RL//$ car celle-ci s'affranchit de la chute de tension résistive et profite de la basse fréquence d'oscillation du filtre. La puissance dissipée par le filtre $RL//$ s'exprime par l'équation D.28 où le courant I_{RfRMS} est la valeur efficace du courant traversant la résistance R_f . Celui-ci s'exprime par l'équation D.31 et dépend de la variation de la tension de sortie du filtre. Cette variation, décrite par l'équation D.30, est inversement proportionnelle à la capacité du condensateur C_f et la fréquence de pulsation f_p .

$$P_{filtre} = R_f I_{RfRMS}^2 \quad (D.28)$$

$$\Delta I_{Rf} = \frac{\Delta U_{OUT}}{R_f} \quad (D.29)$$

$$\Delta U_{OUT} = \frac{I_{OUT}}{C_f f_p} \quad (D.30)$$

$$I_{RfRMS} = \frac{I_{OUT}}{C_f R_f f_p 2\sqrt{3}} \quad (D.31)$$

Le filtre $RL//$ est idéal pour une solution où la source d'entrée est continuellement pulsée. La seule puissance dissipée par le filtre est celle du courant alternatif dans la résistance R_f provoqué par les commutations. La fréquence de coupure basse du filtre permet de minimiser cette dissipation. Le cas idéal de fonctionnement est une source de courant continue de grande valeur d'inductance fournissant la moitié du courant de la source de sortie. L'autre moitié est fournie par une source de tension de grande capacité qui est rechargée par l'inductance lorsque le courant de sortie du filtre est nul.

D.2.4 Commande mixte à pulsation

Les deux cas de fonctionnement présentés ont chacun un filtre différentiel. Lorsque le convertisseur est en régime de commande mixte, c'est à dire en régime de pulsation sur des plages de temps à fréquence basse, le filtre $RL//$ est choisi pour des raisons évidentes. Par contre, la question de savoir si la commande en régime pulsé mixte est plus ou moins dissipative que la commande simple présentée à l'annexe D.1 n'est pas aussi évidente.

La figure D.9 montre les deux régimes de fonctionnement proposés avec les deux filtres correspondant. Le comportement du filtre $RL//$ en régime mixte est comparé au filtre RC en régime normal à basse fréquence. A première vue, le filtre $RL//$ en mode de régime de commutation mixte permet de diminuer de moitié le courant moyen prélevé dans la source en entrée. Par conséquent, le pic d'oscillation observé au niveau de la tension de sortie est diminué et l'énergie contenue dans l'inductance L_σ est quatre fois plus petite.

La variation de l'énergie inductive à l'enclenchement du régime pulsé ainsi qu'à son déclenchement varie avec la valeur de l'inductance de filtre L_f et avec le carré du courant I_E prélevé. Pour que le choix d'une telle commande prévale sur une commande basse fréquence, la valeur de l'inductance L_f devient bornée à trois fois la valeur de l'inductance de ligne L_σ . La puissance dissipée par le filtre $RL//$ en mode pulsé mixte est exprimée par l'équation D.32. Le courant I_{RfRMS} obtenu par la relation D.31 est pondéré par un facteur K qui correspond au rapport cyclique de la phase de pulsation par rapport à la période des sources d'entrée.

$$P_{filtre} = \frac{1}{4}(L_\sigma + L_f)I_{OUT}^2 + I_{RfRMS}^2 R_f K \quad (D.32)$$

D.2. DIMENSIONNEMENT DU FILTRE RLC

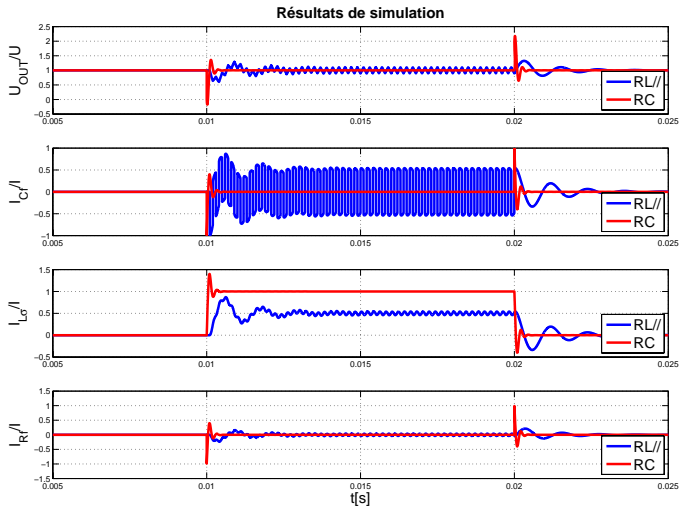


FIG. D.9 – Comparaison comportementale des deux filtres étudiés à un régime de commutation normal et mixte

Table des figures

1.1	Structure simplifiée de la jonction PN	6
1.2	Structure interne de la diode PIN	7
1.3	Structure interne du thyristor	8
1.4	Structure interne du MOSFET vertical	9
1.5	Structure interne du MBS (Monolithic Bidirectional Switch)	10
1.6	Structure interne de l'IGBT (a) et du RB-IGBT (b) .	12
1.7	Structure interne du RC-IGBT	13
1.8	Extrait de la table périodique des éléments	14
1.9	Structure interne du MBS à substrat en nitrure de gallium (GaN)	16
2.1	Cellule de commutation classique	21
2.2	Caractéristiques statiques et dynamiques de l'interrupteur bidirectionnel	22
2.3	Caractéristiques statiques et dynamiques de la diode .	24
2.4	Mécanisme de blocage de la diode	24
2.5	Caractéristiques statiques et dynamiques du thyristor	25
2.6	Caractéristiques statiques et dynamiques du transistor à un quadrant	26
2.7	Caractéristiques statiques et dynamiques du transistor à deux quadrants bidirectionnel en courant	27
2.8	Caractéristiques statiques et dynamiques du transistor à deux quadrants bidirectionnel en tension	27

TABLE DES FIGURES

2.9	Mécanismes de commutation avec un élément spontané de roue libre	28
2.10	Mécanisme de commutation sur détection de courant de court-circuit	31
2.11	Mécanisme de commutation sur détection de circuit-ouvert	32
2.12	Mécanismes de commutation sur courts-circuit par détection de seuil (a) et par détection de changement de polarité (b)	35
2.13	Représentation tension-courant des mécanismes de commutation commandés-automatiques	36
2.14	Mécanismes de commutation initiés par la détection du passage par zéro du courant par pente positive (a) et par pente négative (b)	37
2.15	Représentation tension-courant des mécanismes de commutation spontanés-automatiques	38
2.16	Synthèse de la diode automatique	40
2.17	Synthèse de la diode bidirectionnelle automatique	41
2.18	Synthèse du thyristor automatique	42
2.19	Synthèse du triac automatique	43
2.20	Synthèse de l'élément de convertisseur matriciel unidirectionnel en courant automatique	44
2.21	Synthèse de l'élément de branche d'onduleur unidirectionnel en tension automatique	45
3.1	Cellule de commutation avec éléments capacitifs et inductifs	48
3.2	Processus de commutation synchrone pour l'enclenchement de la voie de roue libre	50
3.3	Processus de commutation synchrone pour le déclenchement de la voie de roue libre	50
3.4	Enclenchement de la voie de roue libre en commutation automatique par ouverture de la source de courant	52
3.5	Enclenchement de la voie de roue libre en commutation automatique par fermeture de la source de tension	53

TABLE DES FIGURES

3.6	Caractéristiques statiques et dynamiques de l'interrupteur bidirectionnel idéal	54
3.7	Compositions classiques d'interrupteurs bidirectionnels	55
3.8	Composition d'un interrupteur bidirectionnel à un seul signal de commande	55
3.9	Répartition des grandeurs dans une direction de courant privilégiée de l'interrupteur bidirectionnel	56
3.10	Mécanisme de commutation du courant entre S_1 et S_2 sur tension de source positive	58
3.11	Mécanisme de commutation du courant entre S_2 et S_1 sur tension de source positive	59
3.12	Mécanisme de commutation du courant entre S_1 et S_2 sur tension de source négative	60
3.13	Mécanisme de commutation du courant entre S_2 et S_1 sur tension de source négative	61
3.14	Principe d'action de la commande sur l'interrupteur	62
3.15	Logique du processus de détection jusqu'à la commande du driver	63
3.16	Structure du contrôleur externe	64
3.17	Fonctions réalisée par la machine d'état	65
3.18	Réalisation du convertisseur à interrupteurs automatiques	67
3.19	Montage expérimental (a), interface de commande (b), circuit de puissance et commande rapprochée (c) et Interrupteurs (d)	68
3.20	Courants et tensions aux bornes des interrupteurs lors de l'enclenchement de S_2	71
3.21	Courants de transistor et de snubber lors de l'enclenchement de S_2	71
3.22	Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs lors de l'enclenchement de S_2	72
3.23	Courants et tensions aux bornes des interrupteurs lors du déclenchement de S_2	73

TABLE DES FIGURES

3.24	Courants de transistor et de snubber lors du déclenchement de S_2	74
3.25	Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs lors du déclenchement de S_2	74
3.26	Courants et tensions aux bornes des interrupteurs avec snubber inductif lors de l'enclenchement de S_2	75
3.27	Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs avec snubber inductif lors de l'enclenchement de S_2	76
3.28	Courants et tensions aux bornes des interrupteurs avec snubber inductif lors du déclenchement de S_2	76
3.29	Représentation tension-courant des comportements dynamiques des interrupteurs avec snubber inductif lors du déclenchement de S_2	77
3.30	Comparaison des phénomènes de reconversion dans une diode intrinsèque à un transistor MOS et dans une diode SiC simple	78
3.31	Mesure de la polarité des grandeurs de puissance par la carte de détection	79
3.32	Détails sur la réaction du système de détection	81
4.1	Convertisseur demi-pont redresseur	84
4.2	Courants et tensions dans les interrupteurs	85
4.3	Convertisseur demi-pont redresseur automatique	86
4.4	Implémentation de la fonction de redresseur automatique	87
4.5	Grandeurs d'entrée et de sortie du pont redresseur automatique	88
4.6	Courants et tensions dans les interrupteurs	89
4.7	Représentation courant-tension des grandeurs dans les interrupteurs	89
4.8	Commutation des courants et tensions dans les interrupteurs	90
4.9	Représentation courant-tension du détail des commutations	91

TABLE DES FIGURES

4.10	Convertisseur DC/DC Buck à voie de roue libre	91
4.11	Convertisseur DC/DC Buck à voie de roue libre auto- matique	92
4.12	Implémentation de la fonction de la voie de roue libre automatique	93
4.13	Courants et tensions dans les interrupteurs	94
4.14	Détail de la commutation sur détection du passage par zéro de la tension	95
4.15	Représentation courant-tension du détail des commu- tations	96
4.16	Détail de la commutation sur détection du passage par zéro du courant	97
4.17	Détail de la commutation sur détection de variations de la tension	97
4.18	Convertisseur demi-pont redresseur	98
4.19	Détail de la commutation sur court-circuit avec snub- ber inductif	99
4.20	Représentation tension-courant de la commutation sur court-circuit avec snubber inductif	100
4.21	Détail de la commutation par circuit ouvert avec snub- ber inductif	100
4.22	Représentation tension-courant de la commutation sur circuit ouvert avec snubber inductif	101
4.23	Convertisseur AC/AC Buck	103
4.24	Courants et tensions dans les interrupteurs	104
4.25	Convertisseur AC/AC Buck à voie de roue libre auto- matique	105
4.26	Implémentation de la fonction de roue libre bidirec- tionnelle	107
4.27	Demi-pont étoile à thyristors	108
4.28	Courants et tensions dans les interrupteurs	109
4.29	Demi-pont étoile à triacs	109
4.30	Demi-pont étoile à triacs automatiques	110
4.31	Implémentation de la fonction de triac automatique	112
4.32	Implémentation de la fonction de raté de commutation	113

TABLE DES FIGURES

4.33	Cellule de conversion matricielle 2x1 à IGBT	114
4.34	Courants et tensions dans les interrupteurs	115
4.35	Illustration de deux types de commutation dans la cellule de conversion matricielle	116
4.36	Cellule de conversion matricielle à interrupteurs bidirectionnels automatiques	117
4.37	Implémentation de la fonction d'élément de convertisseur matriciel	118
5.1	Schéma du convertisseur de courant en étoile à consommation de puissance réactive nulle	124
5.2	Comportement des grandeurs dans le convertisseur de courant à puissance réactive nulle	124
5.3	Phénomène d'empiètement lors de commutations à angles d'allumage négatifs	125
5.4	Représentation de la portion de courbe considérée pour le calcul de la tension de sortie	126
5.5	Valeur moyenne de la tension de sortie en fonction de l'angle α	126
5.6	Réalisation du convertisseur à module RB-IGBT	128
5.7	Montage expérimental (a), détail sur les drivers (b) et interface de commande (c)	129
5.8	Modulation simple réalisée par une machine d'état	131
5.9	Courants et tensions des interrupteurs pour un angle d'allumage positif	132
5.10	Courants et tensions des interrupteurs pour un angle d'allumage négatif	133
5.11	Courants et tensions d'entrée et de sortie du convertisseur à compensation de puissance réactive	134
5.12	Modèle de simulation du convertisseur	135
5.13	Courants et tensions d'entrée et de sortie du convertisseur à compensation de puissance réactive en mode pulsé	136
5.14	Courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur	138

TABLE DES FIGURES

5.15	Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur enclenchement du courant	139
5.16	Détail sur le recouvrement des charges lors du déclenchement de la diode de roue libre	140
5.17	Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur déclenchement du courant	141
5.18	Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur enclenchement du courant	142
5.19	Phénomène d'oscillation haute fréquence sur l'enclenchement du courant de la phase	142
5.20	Schéma équivalent des éléments parasites oscillants du convertisseur	143
5.21	Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur déclenchement du courant	144
5.22	Comportement des grandeurs de filtre $RL//$ en mode pulsé à une fréquence de 10kHz	145
5.23	Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur enclenchement de la pulsation	146
5.24	Détail sur les courants et tensions de ligne et de filtre d'une phase du convertisseur sur déclenchement de la pulsation	147
5.25	Phénomène d'oscillation haute fréquence sur l'enclenchement du courant de la phase	148
5.26	Schéma équivalent des éléments parasites oscillants du convertisseur	149
5.27	Détail sur les courants et tensions des interrupteurs sur enclenchement du courant de la phase	154
5.28	Détail sur les courants et tensions des interrupteurs sur déclenchement du courant de la phase	155

TABLE DES FIGURES

5.29	Détail sur les courants et tensions des interrupteurs sur enclenchement du courant de la phase	156
5.30	Détail sur les courants et tensions des interrupteurs sur enclenchement du courant de la phase à tension négative	157
5.31	Représentation tension-courant des commutations pour un angle d'allumage positif	158
5.32	Représentation tension-courant des commutations pour un angle d'allumage négatif	158
6.1	Déclenchement de la voie de roue libre en commutation naturelle sans recouvrement	163
6.2	Connexion de sources de tension	164
6.3	Connexion de sources de courant	165
6.4	Commutations automatiques idéalisées	166
A.1	Cellule de commutation automatique avec snubber inductif et capacitif	170
A.2	Représentation du modèle analytique des processus de commutation synchrone	172
A.3	Comportement des grandeurs dans la cellule de commutation lors de l'isolement synchrone des sources . .	173
A.4	Comportement des grandeurs dans la cellule de commutation lors de la connexion des sources	175
A.5	Représentation du modèle analytique du processus de commutation sur détection de circuits ouverts	176
A.6	Comportement des grandeurs dans la cellule automatique lors de la détection de circuits ouverts	179
A.7	Représentation du modèle analytique du processus de commutation sur détection de courts-circuits	180
A.8	Comportement des grandeurs dans la cellule automatique lors de la détection de courts-circuits	182
A.9	Comportement des grandeurs dans la cellule automatique lors de la détection de courts-circuits avec phénomène de recouvrement	183

TABLE DES FIGURES

B.1	Comportement du courant d'un transistor MOS en fonction de la tension drain-source	185
B.2	Interrupteur bidirectionnel formé de transistors MOS en conduction inverse	186
B.3	Interrupteur bidirectionnel formé de transistors MOS avec l'utilisation de diodes SiC	187
B.4	Mesure des grandeurs de puissance pour la polarité et la dérivation	190
B.5	Circuit de mesure pour la dérivée des grandeurs mesurées	190
B.6	Diagramme de Bode de la fonction de transfert du filtre	191
B.7	Fonctions logiques de la commande rapprochée pour la commutation automatique	192
B.8	Fonctions du processeur FPGA pour la commutation automatique	193
C.1	Schéma idéalisé du convertisseur de courant classique .	197
C.2	Comportement idéalisé des grandeurs dans le convertisseur de courant classique	198
C.3	Représentation de la portion de courbe pour le calcul de la tension de sortie	199
C.4	Effet des inductances de lignes dans le convertisseur de courant bidirectionnel classique	200
C.5	Phénomène d'empiètement dans un convertisseur de courant triphasé à Thyristors	201
C.6	Phénomène d'empiètement lors d'une commutation à tension nulle	202
C.7	Représentation de la portion de courbe pour le calcul de la tension de sortie considérant l'empiètement à α non nul (a) et à α nul (b)	203
C.8	Interrupteur bidirectionnel avec commande séparée discernée par la polarité du courant de conduction	205
C.9	Représentation de la portion de courbe pour le calcul de la tension de sortie considérant l'empiètement à α négatif	206

TABLE DES FIGURES

C.10	Phénomène d'empiètement lors de commutations à angles d'allumage négatifs	207
C.11	Commande et courants lors de commutations à angles d'allumage négatifs	208
C.12	Valeurs de l'empiètement μ et de la tension de sortie $\langle V_{OUT} \rangle$ en fonction de l'angle d'allumage α et du paramètre K	209
C.13	Convertisseur de courant bidirectionnel en montage étoile	210
C.14	Effet du filtre d'entrée sur les grandeurs lors de commutations à angles d'allumage négatifs	211
D.1	Modèle du circuit de filtrage	214
D.2	Courbes de variations des maximums d'oscillations en fonction de la résistance et de la capacité	217
D.3	Réponses du filtre pour un courant de forme rectangulaire	219
D.4	Représentation des maximums d'oscillations en fonction des éléments du filtre d'entrée	220
D.5	Représentation phasorielle des courants et tensions d'une ligne	222
D.6	Filtre RLC d'entrée pour la conversion matricielle	223
D.7	Comparaison comportementale des deux filtres étudiés	225
D.8	Comparaison comportementale des deux filtres étudiés à une fréquence de commutation de $5kHz$	226
D.9	Comparaison comportementale des deux filtres étudiés à un régime de commutation normal et mixte	229

Liste des tableaux

2.1	Relations de causalité dans les mécanismes de commutation généralisés	33
5.1	Tableau des puissances dissipées par le convertisseur .	150
5.2	Efficacité des convertisseurs	152
5.3	Tableau des puissances dissipées par les interrupteurs .	156

Bibliographie

- [1] D.Antic, J.B. Klaassens, and W.Deleroi. *A new Power Topology Suitable for Low Stator Frequency Operation of an Induction Machine*. Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '93. Conference Proceedings, 1993.
- [2] J. W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer, and S. D. Round. *The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems*. 13th European Conference on Power Electronics Applications, EPE-PEMC Poznan, 2008.
- [3] Erhard Kohn and Joachim Kusterer and Andrej Denisenko. *Diamond for High Power Electronics*. Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2005.
- [4] C. Beuille, E. Dutarde, H. Schneider, MC. Castex, E. Lefeuvre, J. Achard, and F. Silva. *Characterizations of Metal-Diamond-Silicon Associations for Active Power Electronics Applications*. Power Electronics Specialists Conference, pesc 02. IEEE 33rd Annual, 2002.
- [5] N.C. Anderson. *Photoconductive Power Switches*. Pulsed Power Technology, IEE Colloquium on, IEEE, 1992.
- [6] G.M. Loubriel, F.J. Zutavern, A.G. Baca, H.P. Hjalmarson, T.A. Plut, W.D. Helgeson, M.W. O'Malley, M.H. Ruebush, and D.J. Brown. *Photoconductive Semiconductor Switches*. Plasma Science, IEEE Transactions on Volume 25, Issue 2, Page(s) :124 - 130, 1997.
- [7] J.J. Huselstein, C. Gauthier, and C. Glaize. *Use of the MOSFET Channel Reverse Conduction in an Inverter for Suppression of the Integral Diode Recovery Current*. Power Electronics and Applications, Fifth European Conference, Page(s) :431 - 436 vol.2, 1993.

- [8] Philip T. Krein and Richard M. Bass. *Autonomous Control Technique for High-Performance Switches*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.39, No 3, 1992.
- [9] N. Roux, F. Richardeau, and H. Foch. *Self-Switching and Protected Converters : New Cells Synthesis*. Power Electronics Specialist Conference. IEEE 34th Annual, Volume 4, Page(s) :1494 - 1499, 2003.
- [10] Nicolas Roux. *Nouveaux Mécanismes de Commutation Exploitant les Protections Intégrées des Semi-Conducteurs de Puissance*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [11] Marc Cousineau and Frédérique Richardeau. *Driver Générique d'Interrupteur Bidirectionnel Tension/Courant à Propriétés d'Autocommutation*. Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF 08 Tours), 2008.
- [12] Stefan Linder. *Power Semiconductors : Physics, Device Structure, Characteristics*. Librairie Polytechnique, 2006.
- [13] J.L. Sanchez, M. Breil, J.P. Laur, P. Austin, J. Jalade, F. Rossel, and H. Foch. *Functional Integration for new Power Switches Design : Example of the « Thyristor Dual » Function*. 8th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'99, 1999.
- [14] F.Heinke and R. Sittig. *The Monolithic Bidirectional Switch (MBS)*. ISPSO, Toulouse. IEEE, 2000.
- [15] A. Dartigues, B. Giffard, R. Perret, C. Schaeffer, M. Roy, and C. Anceau. *Driver Integration in a Monolithic MBS (Mos Bidirectional Switch) : Study of the Perturbation in the Off-State*. Industry Applications Conference. Conference Record of the 2000 IEEE, 2000.
- [16] R. Sittig, A. Krysiak, and St.Chmielus. *Monolithic Bidirectional Switches promise superior characteristics*. Power Electronics Specialists Conference. PESC IEEE 35th Annual Volume 4, Page(s) :2977 - 2982 Vol.4, 2004.
- [17] S. Chmielus and R.Sittig. *Characteristics of a Monolithic Bidirectional Switch (MBS) used in a Diode Function*. Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings, 2006.
- [18] Matthias Baus, Md Zahid Ali, Olaf Winkler, Bernd Spangenberg, Max C. Lemme, and Heinrich Kurz. *Monolithic Bidirectional Switch (MBS) - A Novel MOS-Based Power Device*. Proceedings of ESSDERC, Grenoble, France, 2005.

- [19] A. Lindemann. *A new IGBT with Reverse Blocking Capability*. European Conference on Power Electronics Applications, 2001.
- [20] H. Kapels and D. Drücke. *Optimized Device Concepts for Reverse Blocking IGBT's*. IEEE 15th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2003.
- [21] M. Takei, A. Odaka, and H. Fujimoto. *Application Technologies of Reverse-Blocking IGBT*. Fuji Electric Journal, Vol.75, No.8, 2002.
- [22] M. Takei, Y. Harada, and K. Ueno. *600V-IGBT with Reverse Blocking Capability*. International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, Osaka, 2001.
- [23] M. Takei, T. Naito, and K. Ueno. *The Reverse Blocking IGBT for Matrix Converter with Ultra-Thin Wafer Technology*. IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems - Volume 151, Issue 3, 2004.
- [24] Jun-Ichi Itoh, Ikuya Sato, Akihiro Odaka, Hideki Ohguchi, Hirokazu Kodachi, and Naoya Eguchi. *A Novel Approach to Practical MATrix Converter Motor Drive System with Reverse Blocking IGBT*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.20, No.6, 2005.
- [25] Akihiro Odaka, Hisashi Fujimoto, Jun-Ichi Itoh, and Manabu Takei. *An Application Technique of a Novel IGBT with Reverse Blocking Capability for a Direct Linked Type Converter*. European Conference on Power Electronics and Applications, 2003.
- [26] Erich Griebel, Leo Lorenz, and Marco Pürshel. *LightMOS a new Power Semiconductor Concept dedicated for Lamp Ballast Application*. Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting, 2003.
- [27] Hideki Takahashi, Aya Yamamoto, Shinji Aono, and Tadaharu Minato. *1200V Reverse Conducting IGBT*. Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD '04, The 16th, 2004.
- [28] S. Voss, O. Hellmund, and W. Frank. *New IGBT Concepts for Consumer Power Applications*. Industry Applications Conference, 42nd IAS Annual Meeting, 2007.
- [29] M. Rahimo, U. Schlapbach, A. Kopta, J. Vobecky, D. Schneider, and A. Baschnagel. *A High Current 3300V Module Employing Reverse Conducting IGBTs Setting a New Benchmark in Output Power Capability*. Power Semiconductor Devices and IC's, ISPSD '08, 20th International, 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [30] Malek Gassoumi. *Etude des défauts électriquement actifs dans les composants hyperfréquences de puissance dans les filières SiC et GaN*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2005.
- [31] Krishna Shenai. *Potential Impact of Emerging Semiconductor Technologies on Advances Power Electronic Systems*. Electron Device Letters, Volume 11, Issue 11, Page(s) :520 - 522 IEEE, 1990.
- [32] Peter Friedrichs. *Silicon Carbide Power Device - Status and Upcoming Challenges*. Power Electronics and Applications, European Conference on, 2007.
- [33] C. Park, P. L. Chapman, S. H. Rhee, S. J. Hong, X. Zhang, P. T. Krein, and K. Kim. *GaN Power Switching Device Growth by PLasma Assisted Molecular Beam Epitaxy*. Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting, 2002.
- [34] Tatsuo Morita, Manabu Yanagihara, Hidetoshi Ishida, Masahiro Hikita, Kazuhiro Kaibara, Hisayoshi Matsuo, Yasuhiro Uemoto, Tetsuo Ueda, Tsuyoshi Tanaka, and Daisuke Ueda. *50V 3.1mΩcm² GaN-based Monolithic Bidirectional Switch Using Normally-off Gate Injection Transistor*. Electron Devices Meeting, IEDM. IEEE International, 2007.
- [35] H. Schneider, J. Achard, and A. Gicquel. *Le Diamant, un Nouveau Matériaux pour l'Électronique de Puissance*. SAAEI-EPF Electronique de Puissance du Futur, Toulouse, 2004.
- [36] W. Huang, T.P. Chow, J. Yang, and J.E. Butler. *High-Voltage Diamond Schottky Rectifiers*. High Performance Devices. Proceedings. IEEE Lester Eastman Conference Page(s) :248 - 254, 2004.
- [37] E. Duarde, C. Beuillé, F. Breit, H.Schneider, and E. Dutarde. *Matrix Converter for Electrical Energy Conversion Between Voltage and Current Sources, for Control of Traction Motors in the Railway Industry, Comprises an Interruptor Array Connecting Voltages Sources to Motors*. Patent Alstom, Derwent Primary Accession Number : 2003-600401, 2003.
- [38] S.M. Sze. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley and sons, 1981.
- [39] Shangting Feng, P.T. Ho, and Julius Goldhar. *Photoconductive Switching in Diamond under High Bias Field*. Electron Devices, IEEE Transactions on Volume 37, Issue 12, Part 2, Page(s) :2511 - 2516, 1990.

- [40] Mahadevan Krishnan, Xiaoxi Xu, Jochen Schein, Niansheng Qi, Rahul Prasad, and Steven Gensler. *Fast Opening Diamond Switch for High Voltage, High Average Power Inductive Energy Store Modulators*. Pulsed Power Conference. Digest of Technical Papers. 12th IEEE International, 1999.
- [41] Kapil Kelkar, David Cooperstock, W. Nunnally, and N. E. Islam. *Compact Silicon Carbide Photoconductive Switch for High Power Applications : Experiments and Simulation*. IEEE Power Modulator Symposium, 2004.
- [42] G. M. Loubriel, F. J. Zutavern, A. Mar, A. G. Baca, H. P. Hkalmarson, M. W. O'Malley, G.J Denison, and W.D. Helgeson. *High Gain GaAs Photoconductive Switches : Switch Longevity*. Power Modulator Symposium. Conference Record of the 1998 Twenty-Third International, 1998.
- [43] Philippe Barrade. *Électronique de puissance, méthodologie et convertisseurs élémentaires*. Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [44] H. Foch, R. Arches, F. Bordry, Y. Cheron, and B. Ecsaut. *Éléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques*. Article des Techniques de l'Ingénieur D3152, 1989.
- [45] H. Bühler. *Electronique de puissance*. PPUR, Traité d'Electricité vol. 15, 1981.
- [46] Jun ichi Itoh, Ikuya Sato, Akihiro Odaka, Hideki Ohguchi, Hirokazu Kodatchi, and Naoya Eguchi. *A Novel Approach to Practical Matrix Converter Motor Drive System with Reverse Blocking IGBT*. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2004.
- [47] Prasad N. Enjeti and Sewan Choi. *An approach to realize higher power PWM AC controller*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993 (APEC '93). Conference Proceedings. IEEE, 1993.
- [48] Massimiliano Visintin. *Contribution to the Active Generator Principle for High Power Electric Supply*. PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2006.
- [49] Patrick W. Wheeler, José Rodriguez, Jon C. Clare, Lee Empringham, and Alejandro Weinstein. *Matrix Converters : A Technology Review*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, 2002.

- [50] Antoni Arias, Lee Empringham, Greg M. Asher, Patrick W. Wheeler, Michael Bland, Maurice Apap, Mark Sumner, and Jon C. Clare. *Elimination of Waveform Distortions in Matrix Converters Using a New Dual Compensation Method*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 4, 2007.
- [51] Domenici Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani, Andrew Trentin, and Luca Zarri. *Theoretical and Experimental Investigation on the Stability of Matrix Converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 52, No.5, 2005.
- [52] Pierre Merle and Jacques Arnoult. *Dispositifs de l'électronique de puissance*. Hermès, 1992.
- [53] Daniel Siemaszko, Philippe Barrade, and Alfred C. Rufer. *Etude des commutations pour interrupteurs quatre quadrants, exemple d'application utilisant les transistors MOS*. Electronique de Puissance du Futur (EPF), 2006.
- [54] Daniel Siemaszko, Philippe Barrade, and Alfred C. Rufer. *The active self-controlled free-wheeling management principle applied to reverse recovery losses reduction*. Power Converter Conference (PCC), 2007.
- [55] Daniel Siemaszko, Philippe Barrade, Yales Rômulo De Novaes, and Alfred C. Rufer. *New self-switching mechanisms for active bidirectional switches*. 12th European Conference on Power Electronics Applications (EPE), 2007.
- [56] M.I. Castro Simas and A. Ferreira. *Power MOSFETs Reverse Conduction Revisited*. Power Electronics Specialists Conference. PESC 22nd Annual IEEE, Page(s) :416 - 422, 1991.
- [57] H.-R. Chang, R.N. Gipta, C. Winterhalter, and E. Hanna. *Comparison of 1200V Silicon Carbide Schottky Diodes and Silicon Power Diodes*. Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit.IECEC 35th Intersociety, 2000.
- [58] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William Robbins. *Power Electronics : Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, 1989.
- [59] Patrick W. Wheeler, Jon C. Clare, Lee Empringham, Michael Bland, and Maurice Apap. *Gate Drive Level Intelligence and Current Sensing for Matrix Converter Current Commutation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 49, No.2, 2002.

- [60] Ivo Barbi. *Eletronica de Potência, 4th edition*. author edition, 2002.
- [61] Antoine Béguin. *Analyse comportementales des grandeurs d'un filtre RC en parallèle à un interrupteur en commutation*. EPFL-LEI, rapport interne, 2008.
- [62] Axel Schuster. *Commande, Réglage et Optimisation d'un Convertisseur Matriciel pour Entraînements par Moteur Asynchrone*. PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.

Curriculum Vitae

Daniel Siemaszko

Curriculum Vitae

✉ daniel.siemaszko@gmail.com

Born the 16th of February 1982

Swiss/Polish nationality

Education

- 2005–2009 **PHD Thesis under the supervision of Professor Alfred Rufer, EPFL, Doctoral School Program in ENERGY**, Lausanne, Switzerland.
Development of an Automatic Self-Switching Control System for Power Components
- 2000–2005 **MASTER in Electrical and Electronics Engineering, EPFL, School of Engineering**, Lausanne, Switzerland.
Master Project: Automatic Transcription of Polyphonic Music (Software Development)
General Knowledge: Audio, Microelectronics, Grids, Electromagnetics, Automatic

Experience

- 2005–2009 **Teaching Assistant, EPFL, LEI (Laboratoire d'Electronique Industrielle)**, Lausanne, Switzerland.
Education Work for Students in Lectures, Practice and Semester Projects
- 2006–2008 **Part-time Researcher, EPFL, LEI (Laboratoire d'Electronique Industrielle)**, Lausanne, Switzerland.
European Project UNIFLEX-PM (Study and Implementation of a 25kVA DC/DC Isolation Module for a Unified and Flexible European Grid)
- 2006–2007 **Electrician, PALEO Festival**, Nyon, Switzerland.
Volunteer work as an Electrician for Power Supply and Security Controls (2 months)
- 2005–2009 **Teaching Assistant, EPFL**, Lausanne, Switzerland.
Part time Intern Assistant for Practice in Electronics, Logical Systems and Microcontrollers
- 2000–2007 **Part-time Teaching, Private Tutoring**, Nyon, Switzerland.
Mathematics and Physics Part time Tutoring for High-School and University Students
- 1998–2004 **Part time Jobs, Adecco - McDonald's Restaurant**, Nyon, Switzerland.
Part-time jobs as Handler, Cleaner and Kitchen Staff

Computer skills

Languages	MATLAB, C, C++, VHDL, LaTeX	Design	Altium Designer, Xilinx ISE, MPLab
Tools	Spice, Simplorer, Simulink	Others	OpenOffice, Ableton Live

Languages

French	Fluent	<i>Native language</i>
Polish	Fluent	<i>Native language</i>
English	Fluent	<i>Cambridge Certificate in Advanced English</i>
German	Intermediate	<i>level B2</i>
Korean	Beginner	<i>Reading, Writing and Basic Understanding</i>

Interests

Music	Stage Acts as Bassist and Guitarist, Sound Engineering, Electronic Sounds Sequencing
Science	Cosmology and Physics, Mathematical and Logic Puzzles
Cinema	International Author Cinema
Books and Arts	Scientific Vulgarization, Science-Fiction, Novels, Modern and Contemporary Arts
Travel	Long-time Traveling and Sharing Cultural Experiences

Publications

Daniel Siemaszko. *Nouveaux mécanismes de commutation pour des structures dédiées aux convertisseurs de puissance de haute efficacité et interrupteurs du futur*. PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2009.

Daniel Siemaszko, Philippe Barrade, Yales Rômulo De Novaes, and Alfred C. Rufer. *New self-switching mechanisms for active bidirectional switches*. 12th European Conference on Power Electronics Applications, Aalborg (EPE), 2007.

Daniel Siemaszko, Philippe Barrade, and Alfred C. Rufer. *Etude des commutations pour interrupteurs quatre quadrants, exemple d'application utilisant les transistors MOS*. Electronique de Puissance du Futur, Grenoble (EPF), 2006.

Daniel Siemaszko, Philippe Barrade, and Alfred C. Rufer. *The active self-controlled free-wheeling management principle applied to reverse recovery losses reduction*. Power Converter Conference, Nagoya (PCC), 2007.

Daniel Siemaszko and Alfred C. Rufer. *Investigations a 1kVA Reactive Power Compensated Current Converter using monolithic RB-IGBT modules*. Power Conversion Intelligent Motion, Nuremberg (PCIM), 2009.

Daniel Siemaszko, Frédéric Zurkinden, Lukas Fleischli, Yales R. De Novaes, and Alfred Rufer. *Rendement énergétiques de convertisseurs DC/AC 25kVA isolés à deux ou trois étages*. Electronique de Puissance du Futur, Tours (EPF), 2008.